

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

LEONARDO RESE

**MODELAGEM, ANÁLISE DE ESTABILIDADE E
CONTROLE DE MICRORREDES DE ENERGIA
ELÉTRICA**

Florianópolis

2012

LEONARDO RESE

**MODELAGEM, ANÁLISE DE ESTABILIDADE E
CONTROLE DE MICRORREDES DE ENERGIA
ELÉTRICA**

Dissertação submetida ao Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
para a obtenção do Grau de Mestre
em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Antonio José Alves
Simões Costa, Ph.D.

Coorientador: Prof. Aguinaldo Silveira
e Silva, Ph.D.

Florianópolis

2012

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Rese, Leonardo

Modelagem, Análise de Estabilidade e Controle de
Microrredes de Energia Elétrica [dissertação] / Leonardo
Rese ; orientador, Antonio José Alves Simões Costa ; co-
orientador, Aguinaldo Silveira e Silva. - Florianópolis,
SC, 2012.

254 p. ; 21cm

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Microrredes de Energia
Elétrica. 3. Modelagem de Microrredes. 4. Dinâmica de
Sistemas de Potência. I. Simões Costa, Antonio José Alves.
II. Silveira e Silva, Aguinaldo. III. Universidade Federal
de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica. IV. Título.

LEONARDO RESE

**MODELAGEM, ANÁLISE DE ESTABILIDADE E
CONTROLE DE MICRORREDES DE ENERGIA
ELÉTRICA**

Esta Dissertação foi julgada aprovada para a obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 06 de agosto 2012.

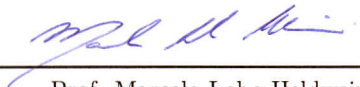
Prof. Patrick Kuo Peng, Dr.
Coordenador do Curso


Prof. Antonio José Alves Simões Costa, Ph.D.
Orientador

Banca Examinadora:


Prof. Antonio José Alves Simões Costa, Ph.D.
Presidente


Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D.
Coorientador


Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.


Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.


Prof. Walmir de Freitas Filho, Ph.D.

A dedicatória deste trabalho será para aqueles que dedicaram a mim suas palavras, seus ensinamentos, seu tempo, sua ajuda, sua paciência, seu companheirismo, enfim... parte de suas vidas! Pai e mãe (Orli e Mara), para vocês, que nunca mediram esforços para me dar a formação técnica e, principalmente, moral, possibilitando a realização dos meus mais audaciosos sonhos. Rafael e Natália, meus irmãos, que sempre estiveram comigo, torcendo e compartilhando suas experiências. Muito do que sou vem de vocês, da nossa família. Camila, minha namorada e companheira, que suportou momentos difíceis e também dividiu comigo os muitos momentos de alegria. Para vocês, minha família, que são a minha vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos aqueles que, de alguma forma, ajudaram no decorrer deste trabalho. E não foram poucos... Por isso, não tenho a pretensão de agradecer nomeadamente a todos, pois, inevitavelmente, esqueceria alguém. Assim, aqueles que se reconhecerem aqui, sintam-se agradecidos, com todo o meu carinho. Mas, a algumas pessoas eu dedico um agradecimento especial:

Primeiro, ao meu orientador e professor, Prof. Antonio Simões Costa, que desde os tempos da graduação foi um grande incentivador para a continuação da minha formação na área de Sistemas de Energia Elétrica. Agradeço também pelas inúmeras explicações e sugestões que resultaram no sucesso desta jornada. Ao Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, meu coorientador, por responder às inúmeras dúvidas que surgiram durante este trabalho e por ser um exemplo de que a dedicação e o trabalho revertem em resultados bastante positivos. Aos Professores avaliadores presentes na banca de defesa da dissertação, Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Prof. Roberto de Souza Salgado e Prof. Walmir de Freitas Filho, que contribuíram de forma relevante para o aprimoramento deste trabalho.

A todos os Professores do Grupo de Sistemas de Potência (GSP) da UFSC, com os quais aprendi muito e cujos ensinamentos levarei para sempre na minha vida pessoal e profissional. Em especial, agradeço novamente ao Prof. Roberto de Souza Salgado pelos inúmeros momentos de discussão técnica e também pessoal, os quais contribuíram muito para a minha formação. Também agradeço de modo particular ao Prof. Hans Helmut Zürn, pelas excelentes aulas, tanto na graduação quanto na pós-graduação, e por ser um grande exemplo para o exercício da nossa profissão de engenheiro.

Aos meus colegas e, principalmente, aqueles que se tornaram grandes amigos, com quem compartilhei e aprendi muito: André, Caroline, Ciro, Daniel, Danilo, Edson, Eduardo, Fernando P., Fernando S., Fernando W., Guido, Guilherme, Gustavo, Lucas, Luiz, Nastasha e Patrícia. À minha eterna professora de Língua Portuguesa que, apesar de não atuar nesta área técnica do trabalho, não se cansou em oferecer ajuda para a correção de trabalhos, relatórios e, principalmente, desta dissertação: Mara Cristina Fischer Rese.

À minha família que, apesar da distância, esteve sempre presente comigo: Pai (Orli), Mãe (Mara), Rafael, Natália e Camila.

Os grandes estão partindo. Mas seu legado continua através de seus aprendizes cujas vidas tocadas por eles foram. E novos grandes surgirão, para viver, ensinar e partir novamente plantando sementes em mentes pequenas. E elas crescerão. Enquanto houver mestres e discípulos ainda há esperança.

Pelicano

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

MODELAGEM, ANÁLISE DE ESTABILIDADE E CONTROLE DE MICRORREDES DE ENERGIA ELÉTRICA

Leonardo Rese

Agosto/2012

Orientador: Prof. Antonio José Alves Simões Costa, Ph.D..

Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Palavras-chave: microrredes, *smart grid*, modelagem dinâmica de microrredes, inversores de fonte de tensão (VSIs), controle de VSIs, análise de estabilidade a pequenas perturbações.

Número de Páginas: 252

Este trabalho de dissertação aborda os problemas de modelagem, análise de estabilidade e controle de microrredes de energia elétrica em corrente alternada. É proposta uma metodologia para a obtenção de um modelo linearizado de microrredes considerando os modelos dinâmicos da rede elétrica, de alguns tipos de cargas e de inversores de fonte de tensão (VSIs) com seus respectivos filtros de saída do tipo *LCL* e controladores. Os modelos desenvolvidos permitem a análise de microrredes operando em modo interligado e em modo isolado. Estes são posteriormente utilizados para o ajuste das malhas de controle dos VSIs e também para a análise de estabilidade a pequenas perturbações de microrredes. A estratégia de modelagem proposta requer a utilização do cálculo de fluxo de potência para a determinação das condições iniciais dos modelos. Para microrredes operando em modo interligado, é utilizado um algoritmo de fluxo de potência via método de Newton-Raphson convencional. Entretanto, em modo isolado, microrredes apresentam algumas peculiaridades que requerem a utilização de um algoritmo de fluxo de potência modificado, o qual também é apresentado. A proposição de estruturas de controle de VSIs para aplicação em microrredes operando em modo interligado e em modo isolado constitui também um objetivo deste trabalho. Adicionalmente, são apresentados resultados de análise de fluxo de potência, análise de estabilidade a pequenas perturbações e metodologias de ajuste dos controladores dos VSIs. Estes resultados são validados mediante simulações não lineares no domínio do tempo utilizando o programa computacional PSCAD/EMTDC. Uma microrrede-teste, também descrita nesta dissertação, é utilizada na avaliação do desempenho das metodologias propostas.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

MICROGRID MODELING, STABILITY ANALYSIS AND CONTROL

Leonardo Rese

August/2012

Advisor: Prof. Antonio José Alves Simões Costa, Ph.D..

Area of Concentration: Electric Energy Systems.

Keywords: microgrids, smart grid, microgrid dynamics modeling, voltage source inverters (VSIs), VSI control, small-signal stability analysis.

Number of Pages: 252

This thesis investigates the microgrid modeling, small-signal stability analysis, and control problems. A methodology is proposed for the development of a linearized model of microgrids considering the dynamic behavior of the network, typical classes of loads, voltage source inverters (VSIs) equipped with *LCL*-type filters, and VSI controllers. The developed models are suitable for both VSI controller design and small-signal stability analysis of microgrids. The proposed modeling technique requires load flow calculations in order to derive the models' initial conditions. A classic load flow algorithm based on the Newton-Raphson method is used for microgrids operating in grid-connected mode. In islanded mode, however, microgrids exhibit some peculiarities that require the use of a modified load flow algorithm, which is also presented. The proposition of VSI controller structures for microgrid applications (in both grid-connected and islanded modes) is also an objective of this thesis. In addition, results of load flow analysis, small-signal stability analysis, and the methodologies used for the VSI controllers design are presented. These results are validated through nonlinear time-domain simulations performed with the PSCAD/EMTDC software package. A microgrid test system, which is also described in this thesis, is used to evaluate the performance of the proposed methodologies.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	Esquema para ilustração do problema de elevação do perfil de tensão.	41
Figura 3.1	Visão geral de uma <i>smart grid</i>	50
Figura 3.2	Arquitetura típica de uma microrrede com base no conceito do projeto <i>MICROGRIDS</i>	54
Figura 3.3	Estrutura hierárquica de controle de microrredes.	57
Figura 3.4	Características de estatismo convencionais.	61
Figura 3.5	Características de estatismo reverso.	61
Figura 3.6	Microrrede de teste na ilha de Kythnos, Grécia.	65
Figura 3.7	Visão geral da <i>CERTS Microgrid Test Bed</i>	66
Figura 3.8	Sistema de gerenciamento de microrredes proposto pela <i>GE Global Research</i>	67
Figura 4.1	Relação entrada/saída entre os modelos do VSI, do controlador do VSI, da carga especial e da rede elétrica. .	73
Figura 4.2	Sistema de referência dq	74
Figura 4.3	Topologia de um <i>Voltage Source Inverter</i> (VSI) trifásico com filtro de saída do tipo LCL.	90
Figura 4.4	Circuito equivalente para o primeiro subintervalo (fase “a”).	91
Figura 4.5	Circuito equivalente para o segundo subintervalo (fase “a”).	91
Figura 4.6	Circuito equivalente para a fase “a”.	92
Figura 4.7	Modelo linearizado do PLL.	97
Figura 4.8	Relação entre os sistemas de referência local e global. .	98
Figura 4.9	Relação entre δ_k , $v_k^{d,g}$ e $v_k^{q,g}$	100
Figura 5.1	Estrutura geral de uma microfonte conectada à rede por meio de conversores estáticos.	111
Figura 5.2	Topologia do filtro L	113
Figura 5.3	Topologia do filtro LC	113
Figura 5.4	Topologia do filtro LCL	114
Figura 5.5	Diagrama de blocos de um <i>Phase-Locked Loop</i> (PLL) trifásico convencional implementado no sistema de referência dq	116
Figura 5.6	Estrutura básica de um VSI controlado por corrente no	

	sistema de referência abc	117
Figura 5.7	Estrutura básica de um VSI controlado por corrente no sistema de referência $\alpha\beta$	119
Figura 5.8	Estrutura básica de um VSI controlado por corrente no sistema de referência dq	120
Figura 5.9	Visão geral da estrutura de controle proposta para aplicação em VSIs trifásicos com filtro de saída LCL	124
Figura 5.10	Controlador para modo interligado: módulo de filtragem dos sinais medidos.	125
Figura 5.11	Controlador para modo interligado: módulo de controle de potência.	125
Figura 5.12	Controlador para modo interligado: módulo de controle de corrente.	128
Figura 5.13	Característica de estatismo potência ativa-frequência.	130
Figura 5.14	Característica de estatismo potência reativa-tensão.	130
Figura 5.15	Controlador para modo isolado Tipo 1: módulo de controle de potência.	131
Figura 5.16	Controlador para modo isolado Tipo 2: módulo de controle de potência ativa e tensão.	133
Figura 6.1	Diagrama unifilar do sistema-teste.	148
Figura 6.2	Diagrama de blocos do controlador de corrente.	153
Figura 6.3	Diagrama de blocos simplificado do sistema para ajuste da malha de controle de potência ativa do VSI 2.	157
Figura 6.4	Lugar das raízes da função de transferência $G_{d_2}(s)$ - Modo Interligado.	158
Figura 6.5	Lugar das raízes da malha de controle de potência ativa do VSI 2 - Modo Interligado.	159
Figura 6.6	Diagrama de blocos simplificado do sistema para ajuste da malha de controle de potência reativa do VSI 2.	159
Figura 6.7	Lugar das raízes da função de transferência $G_{q_2}(s)$ - Modo Interligado.	160
Figura 6.8	Lugar das raízes da malha de controle de potência reativa do VSI 2 - Modo Interligado.	161
Figura 6.9	Estrutura utilizada para o ajuste dos controladores para operação em modo isolado.	162
Figura 6.10	Diagrama de blocos simplificado do sistema para ajuste da malha de controle de potência ativa do VSI 2 para operação em modo isolado.	164

Figura 6.11 Lugar das raízes da malha de controle de potência ativa do VSI 2.	165
Figura 6.12 Versão detalhada do lugar das raízes da malha de controle de potência ativa do VSI 2.	165
Figura 6.13 Diagrama de blocos simplificado do sistema para ajuste da malha de controle de tensão do VSI 2 para operação em modo isolado.	166
Figura 6.14 Lugar das raízes da malha de controle de tensão do VSI 2.	167
Figura 6.15 Versão detalhada do lugar das raízes da malha de controle de tensão do VSI 2.	167
Figura 6.16 Diagrama de blocos simplificado do sistema para ajuste da malha de controle de potência ativa do VSI 4 para operação em modo isolado.	169
Figura 6.17 Lugar das raízes da malha de controle de potência ativa do VSI 4.	170
Figura 6.18 Versão detalhada do lugar das raízes da malha de controle de potência ativa do VSI 4.	170
Figura 6.19 Diagrama de blocos simplificado do sistema para ajuste da malha de controle de potência reativa do VSI 4 para operação em modo isolado.	171
Figura 6.20 Lugar das raízes da malha de controle de potência reativa do VSI 4.	172
Figura 6.21 Versão detalhada do lugar das raízes da malha de controle de potência reativa do VSI 4.	172
Figura 6.22 Fatores de participação normalizados do modo $-6,50e+001 \pm j4,36e+002$	177
Figura 6.23 Fatores de participação normalizados do modo $-1,02e+002 \pm j5,14e+002$	178
Figura 6.24 Fatores de participação normalizados do modo $-3,63e+002 \pm j4,47e+003$	181
Figura 6.25 Fatores de participação normalizados do modo $-1,22e+003 \pm j6,89e+003$	181
Figura 6.26 Fatores de participação normalizados do modo $-4,12e+002 \pm j2,32e+003$	182
Figura 6.27 Modelo da rede elétrica implementado no PSCAD. ...	184
Figura 6.28 Modelo do VSI com filtro de saída <i>LCL</i> implementado	

no PSCAD.....	185
Figura 6.29 Modelo de carga indutiva implementado no PSCAD...	186
Figura 6.30 Módulo de processamento das medidas de tensão e corrente implementado em PSCAD.....	186
Figura 6.31 Módulo de controle de corrente implementado em PSCAD.....	187
Figura 6.32 Módulo de controle de potência ativa para modo interligado implementado em PSCAD.....	189
Figura 6.33 Módulo de controle de potência reativa para modo interligado implementado em PSCAD.....	189
Figura 6.34 Módulo de controle de potência ativa para modo isolado (controladores do Tipo 1 e do Tipo 2) implementado em PSCAD.....	190
Figura 6.35 Módulo de controle de potência reativa para modo isolado (controlador do Tipo 1) implementado em PSCAD.....	190
Figura 6.36 Módulo de controle de tensão para modo isolado (controlador do Tipo 2) implementado em PSCAD.....	190
Figura 6.37 Módulo de geração dos sinais de gatilho dos transistores.	191
Figura 6.38 Correntes de saída do VSI 2 na referência <i>abc</i> (Caso 1).	193
Figura 6.39 Correntes de saída do VSI 4 na referência <i>abc</i> (Caso 1).	193
Figura 6.40 Correntes de saída do VSI 7 na referência <i>abc</i> (Caso 1).	194
Figura 6.41 Correntes de saída do VSI 2 na referência <i>dq</i> (Caso 1).	194
Figura 6.42 Correntes de saída do VSI 4 na referência <i>dq</i> (Caso 1).	195
Figura 6.43 Correntes de saída do VSI 7 na referência <i>dq</i> (Caso 1).	195
Figura 6.44 Injeções de potência ativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 1).....	196
Figura 6.45 Injeções de potência reativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 1).....	196
Figura 6.46 Correntes de saída do VSI 2 na referência <i>abc</i> (Caso 2).	197
Figura 6.47 Correntes de saída do VSI 4 na referência <i>abc</i> (Caso 2).	198
Figura 6.48 Correntes de saída do VSI 7 na referência <i>abc</i> (Caso 2).	198
Figura 6.49 Correntes de saída do VSI 2 na referência <i>dq</i> (Caso 2).	199
Figura 6.50 Correntes de saída do VSI 4 na referência <i>dq</i> (Caso 2).	199
Figura 6.51 Correntes de saída do VSI 7 na referência <i>dq</i> (Caso 2).	199
Figura 6.52 Tensão terminal, em RMS, dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 2).	200
Figura 6.53 Visão detalhada da resposta transitória da tensão ter-	

minal, em RMS, dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 2).....	200
Figura 6.54 Frequência da rede (Caso 2).....	201
Figura 6.55 Visão detalhada da resposta transitória da frequência da rede (Caso 2).....	201
Figura 6.56 Injeções de potência ativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 2).....	202
Figura 6.57 Injeções de potência reativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 2).....	202
Figura 6.58 Injeções de potência reativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 3).....	203
Figura 6.59 Injeções de potência reativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 3).....	204
Figura 6.60 Frequência da rede (Caso 3).....	204
Figura 6.61 Injeções de potência reativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 4).....	205
Figura 6.62 Injeções de potência reativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 4).....	206
Figura 6.63 Frequência da rede (Caso 4).....	206
Figura A.1 Circuito Elétrico Equivalente do VSI.....	239

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Classificação dos elementos da rede.....	83
Tabela 2	Classificação modificada dos elementos da rede.....	83
Tabela 3	Resultado do fluxo de potência para microrrede operando em modo interligado.....	149
Tabela 4	Resultado do fluxo de potência para microrrede operando em modo isolado.....	149
Tabela 5	Características de estatismo $P - f$ e $Q - V$ utilizadas no sistema teste.....	150
Tabela 6	Variação das injeções de potência ativa e reativa na transição do modo de operação interligada e para o modo de operação isolada.....	150
Tabela 7	Polos em malha aberta do VSI 2.....	155
Tabela 8	Polos em malha aberta do VSI 4.....	156
Tabela 9	Polos em malha aberta do VSI 7.....	156
Tabela 10	Polos de $G_{d_2}(s)$	159
Tabela 11	Parâmetros dos controladores PI das malhas de controle de potência ativa e reativa (Modo Interligado).....	161
Tabela 12	Tipos de controladores para operação em modo isolado.....	162
Tabela 13	Tipos de controladores para operação em modo isolado.....	163
Tabela 14	Parâmetros das malhas externas de controle para operação em modo isolado.....	173
Tabela 15	Autovalores do sistema para o modo interligado.....	174
Tabela 16	Autovalores do sistema para o modo isolado.....	178
Tabela 17	Referências de potência ativa e reativa no primeiro intervalo (Caso 1).....	192
Tabela 18	Referências de potência ativa e reativa no segundo intervalo (Caso 2).....	192
Tabela 19	Tipos de controlador para operação em modo isolado utilizados em cada VSI no Caso 4.....	205
Tabela 20	Dados das linhas.....	249
Tabela 21	Dados dos transformadores.....	250
Tabela 22	Dados das cargas.....	250
Tabela 23	Dados dos VSIs.....	250

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BT Baixa Tensão

CERTS *Consortium for Electric Reliability Technology Solutions*

CHP *Combined Heat and Power*

CIGRÉ *Conseil International des Grands Réseaux Électriques*

CIRE *Congrès International des Réseaux Électriques de Distribution*

DER *Distributed Energy Resources*

DMS *Distribution Management System*

FPO Fluxo de Potência Ótimo

GD Geração Distribuída

IEEE *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

IMC *Inverter Mode Control*

INEE Instituto Nacional de Eficiência Energética

LC *Load Controller*

LTC *Load Tap Changer*

MC *Microsource Controller*

MGCC *Microgrid Central Controller*

MMO *Multi-Master Operation*

MT Média Tensão

NEDO *New Energy and Industrial Technology Development Organization*

ONS Operador Nacional do Sistema Elétrico

PCC *Point of Common Coupling*

PLL *Phase-Locked Loop*

PRODIST Procedimentos de Distribuição

RED Recursos Energéticos Distribuídos

RTC *Ride Through Capability*

SCADA *Supervisory Control and Data Acquisition*

SEP Sistemas Eléctricos de Potência

SMA Sistemas Multiagentes

SMO *Single-Master Operation*

UE União Europeia

VSI *Voltage Source Inverter*

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	31
1.1 Contextualização do Problema	31
1.2 Objetivos da Dissertação.....	34
1.3 Estrutura da Dissertação.....	35
2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA	37
2.1 Introdução	37
2.2 O Conceito de GD	37
2.3 Benefícios da Utilização de GD	39
2.3.1 Benefícios Locais	40
2.3.2 Benefícios Globais	40
2.4 Questões Técnicas Associadas à Utilização de GD	41
2.4.1 Regulação de tensão	41
2.4.2 Correntes de curto-circuito	42
2.4.3 Ajustes dos sistemas de proteção	43
2.4.4 Qualidade de energia elétrica	44
2.4.5 Índices de confiabilidade	44
2.4.6 Estabilidade	45
2.4.7 Operação em modo isolado (ilhamento)	46
2.4.8 Análise de redes de distribuição	47
2.5 Tecnologias de Fontes de GD	47
2.6 Conclusões	48
3 MICRORREDES	49
3.1 Introdução	49
3.2 O Conceito de Microrredes	51
3.3 Arquitetura Básica de uma Microrrede.....	53
3.4 Modos de Operação	54
3.4.1 Modo interligado	54
3.4.2 Modo isolado	55
3.5 Estratégias de Controle de Microrredes	56
3.5.1 Controle descentralizado (distribuído).....	56
3.5.2 Controle hierárquico (centralizado)	57

3.5.3	Estratégias de Controle das Microfontes	59
3.5.3.1	Modo de operação interligada	59
3.5.3.2	Modo de operação isolada.....	59
3.6	Projetos de Pesquisa e Microrredes Experimentais.....	62
3.6.1	Atividades de pesquisa e desenvolvimento na Europa.....	62
3.6.1.1	O projeto <i>MICROGRIDS</i>	63
3.6.1.2	O projeto <i>MORE MICROGRIDS</i>	64
3.6.1.3	Microrrede na Ilha de Kythnos	65
3.6.2	Atividades de pesquisa e desenvolvimento nos EUA	65
3.6.2.1	Microrredes CERTS.....	66
3.6.2.2	Microrrede da <i>GE Global Research</i>	67
3.6.3	Atividades de pesquisa e desenvolvimento no Japão	67
3.6.4	Atividades de pesquisa e desenvolvimento no Canadá	68
3.6.5	Atividades de pesquisa e desenvolvimento no Brasil	69
3.7	Conclusões	70
4	MODELAGEM MATEMÁTICA DA MICRORREDE.....	71
4.1	Introdução	71
4.2	Estratégia Modular de Modelagem dos Componentes de uma Microrrede	73
4.3	Modelo Linearizado da Rede Elétrica	74
4.3.1	Definições básicas de Teoria dos Grafos.....	75
4.3.2	Leis de Kirchhoff - Formulação via Teoria dos Grafos	76
4.3.2.1	Primeira forma matricial da Lei de Kirchhoff das Correntes	76
4.3.2.2	Primeira forma matricial da Lei de Kirchhoff das Tensões	78
4.3.2.3	Segunda forma matricial das Leis de Kirchhoff.....	79
4.3.3	Formulação das equações de estado da rede elétrica	81
4.4	Modelo Linearizado das Cargas	88
4.5	Modelo Linearizado dos VSIs	89
4.5.1	Modelagem do VSI	90
4.6	Modelo Linearizado dos Controladores dos VSIs	96
4.7	Modelo Linearizado da Microrrede	97
4.7.1	Transformação de coordenadas locais para coordenadas glo- bais	98
4.7.1.1	Transformação de coordenadas do modelo do VSI.....	102
4.7.1.2	Transformação de coordenadas do modelo do controlador do VSI	105

4.7.2	Conexão dos modelos dos VSIs e seus respectivos controladores	107
4.7.3	Modelo completo da microrrede (conexão dos modelos das microfontes e da rede elétrica)	109
4.8	Conclusões	110
5	CONTROLADORES DOS VSIS	111
5.1	Introdução	111
5.2	Controle de VSIs	112
5.2.1	Objetivos do Controle dos VSIs	112
5.2.1.1	Controle da qualidade de energia	112
5.2.1.2	Controle de injeção de potência	114
5.2.1.3	Sincronização com a rede	115
5.2.2	Classificação dos Controladores	116
5.2.2.1	Controle no sistema de referência natural	117
5.2.2.2	Controle no sistema de referência estacionário ($\alpha\beta$)	118
5.2.2.3	Controle no sistema de referência síncrona (dq)	118
5.2.3	Métodos de Controle de Corrente	119
5.2.3.1	Controle PI	120
5.2.3.2	Controle PR	121
5.2.3.3	Controle <i>Deadbeat</i>	122
5.2.3.4	Controle por Histerese	122
5.2.3.5	Controle Multimalhas	123
5.3	Estrutura dos Controladores de VSI Propostos neste Trabalho	123
5.3.1	Controlador para Operação em Modo Interligado	124
5.3.2	Controladores para Operação em Modo Isolado	127
5.3.2.1	Controlador Tipo 0	128
5.3.2.2	Controlador Tipo 1	129
5.3.2.3	Controlador Tipo 2	132
5.4	Modelos Matemáticos dos Controladores de VSI	133
5.4.1	Controlador para Operação em Modo Interligado	134
5.4.2	Controlador para Operação em Modo Isolado do Tipo 0 ...	137
5.4.3	Controlador para Operação em Modo Isolado do Tipo 1 ...	138
5.4.4	Controlador para Operação em Modo Isolado do Tipo 2 ...	142
5.5	Conclusões	145
6	RESULTADOS E SIMULAÇÕES	147

6.1	Introdução	147
6.2	Sistema-Teste	147
6.3	Resultados do Fluxo de Potência	148
6.3.1	Modo Interligado	148
6.3.2	Modo Isolado	149
6.4	Ajuste dos Controladores dos VSIs	151
6.4.1	Modo Interligado	151
6.4.1.1	Ajuste dos parâmetros da malha de controle de corrente .	152
6.4.1.2	Ajuste das malhas de controle de potência ativa e reativa	157
6.4.2	Modo isolado	162
6.4.2.1	Ajuste da malha externa do controlador do VSI 2 (con- trolador do Tipo 2)	163
6.4.2.2	Ajuste da malha externa do controlador do VSI 4 (con- trolador do Tipo 1)	167
6.4.2.3	Ajuste da malha externa do controlador do VSI 7 (con- trolador do Tipo 1)	172
6.4.2.4	Resumo dos parâmetros dos controladores para operação em modo isolado	173
6.5	Análise de Estabilidade a Pequenas Perturbações	173
6.5.1	Modo Interligado	174
6.5.2	Modo Isolado	178
6.6	Simulações Não-Lineares no Domínio do Tempo	181
6.6.1	Descrição do programa computacional PSCAD/EMTDC .	182
6.6.2	Implementação da Microrrede-Teste no PSCAD/EMTDC .	183
6.6.2.1	Rede elétrica	184
6.6.2.2	Microfontes	185
6.6.2.3	Cargas	185
6.6.2.4	Controladores dos VSIs	185
6.6.3	Resultados de simulação	191
6.6.3.1	Caso 1	192
6.6.3.2	Caso 2	195
6.6.3.3	Caso 3	202
6.6.3.4	Caso 4	204
6.7	Conclusões	207
7	CONCLUSÕES	209
7.1	Recapitulação das Propostas e Contribuições da Dissertação .	209

7.2	Considerações Finais	210
7.3	Sugestões para Trabalhos Futuros	211
	REFERÊNCIAS	215
	APÊNDICE A - CÁLCULO DAS CONDIÇÕES INICIAIS DO MODELO DO VSI	239
	APÊNDICE B - EQUIVALÊNCIA DAS REFERÊNCIAS DOS CON- TROLADORES EM COORDENADAS LOCAIS E GLOBAIS .	245
	APÊNDICE C - DADOS DO SISTEMA-TESTE	251
	APÊNDICE D - FLUXO DE POTÊNCIA MODIFICADO	253

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização do Problema

A estrutura dos Sistemas Elétricos de Potência (SEP) durante muito tempo se baseou na utilização de grandes centrais para a geração de energia elétrica localizadas próximas às fontes de combustível (como por exemplo unidades térmicas próximas às minas de carvão e unidades hidrelétricas em rios com potencial para tal tipo de aproveitamento). A energia gerada nessas grandes unidades é então transmitida para os centros de consumo por meio de um extenso sistema de transmissão em alta tensão.

Entretanto, problemas como a redução das reservas de combustíveis fósseis, a baixa eficiência energética de unidades termelétricas e questões relacionadas à poluição ambiental levaram à busca de alternativas para a geração, transmissão e consumo de energia elétrica de modo mais eficiente [1]. Uma alternativa promissora para contornar esses problemas é a utilização de geração em pequena escala próxima às unidades de consumo (geração conectada à rede de distribuição). Esse tipo de geração é denominado Geração Distribuída (GD).

O termo Geração Distribuída (GD) foi proposto com o objetivo de diferenciar esse tipo de geração da geração centralizada e em grande escala utilizada tradicionalmente. A inclusão de geração nas redes de distribuição causa uma mudança significativa na estrutura dessas redes, deixando de apresentar um comportamento passivo para ter um comportamento ativo [1].

A inclusão de GD nas redes de distribuição pode trazer diversos benefícios, tais como [1–3]:

- Reserva girante;
- Capacidade de *peak shaving*;
- Aumento da confiabilidade e qualidade de energia;
- Alternativa para expansão ou uso da rede elétrica;
- Unidades de menor porte (facilidade de instalação próxima às cargas) e de menor custo;
- Utilização de fontes renováveis e não convencionais.

Por outro lado, a utilização de GD resulta em uma série de dificuldades técnicas e econômicas, algumas das quais são listadas a seguir [1], [2], [3]:

- Forte acoplamento tensão - potência ativa em redes de distribuição (limitação dos níveis de injeção de potência na rede);
- Aumento das correntes de curto-circuito nas redes de distribuição;
- Dificuldade na determinação da corrente de curto-circuito na presença de conversores estáticos;
- Fluxos de potência bidirecionais, tornando mais complexos os sistemas de proteção;
- Obrigatoriedade da desconexão das unidades de GD em caso de faltas na rede;
- Variações de tensão e harmônicos na rede;
- Necessidade de estudos do comportamento dinâmico das redes de distribuição;
- Grande capacidade instalada de GD pode afetar a estabilidade do sistema de transmissão.

De modo a proporcionar uma melhor integração da GD às redes de distribuição, evidencia-se a necessidade de mudança de paradigma no projeto e operação dessas redes. Torna-se necessária a utilização de tecnologias de comunicação e informação de modo a proporcionar uma maior controlabilidade dos dispositivos conectados à rede de distribuição. Para proporcionar essa flexibilidade de controle da rede surge um conceito relativamente novo aplicado aos sistemas de potência: as *Smart Grids*.

Smart Grid é um termo utilizado para designar uma rede na qual os consumidores têm uma participação ativa (tanto na geração de energia quanto no gerenciamento de cargas) e que também proporciona aos operadores das redes diversas novas funções de monitoração e controle. Uma *smart grid* deve ser autorrecuperável (retomada do fornecimento de energia de forma rápida e sem a necessidade de atuação de controles ou agentes externos) bem como resistir a possíveis defeitos no sistema [4]. Estas redes também devem encorajar e proporcionar condições para que os agentes do sistema (empresas e consumidores) realizem transações no mercado de energia de forma eficiente. Para proporcionar essas características, torna-se necessária a integração da infraestrutura da rede elétrica com uma infraestrutura de

informação e comunicação, provendo a “inteligência” necessária para a implementação desse novo conceito de redes de energia elétrica.

A aplicação do conceito de *smart grids* às redes de distribuição levou ao conceito de Microrredes. Tal conceito vem sendo discutido como uma alternativa em potencial para solucionar os problemas causados pelo uso inadequado da geração distribuída, proporcionando então uma maior inclusão de GD em redes de distribuição [5]. Portanto, é possível conceber uma microrrede como sendo uma *smart grid* no nível de distribuição.

Uma questão fundamental no conceito de microrrede diz respeito à participação do consumidor tanto no gerenciamento de cargas quanto na produção de energia elétrica com a utilização de microfones, tais como painéis fotovoltaicos, microturbinas eólicas, pequenos sistemas CHP¹ (microturbinas, células combustível, etc.), microcentrais hidrelétricas, etc. Cabe ressaltar que a grande maioria das microfones deve ser conectada à rede por meio de dispositivos de eletrônica de potência, uma vez que produzem energia em corrente contínua (células fotovoltaicas, baterias, etc.) ou em corrente alternada em frequência variável (microturbinas, etc.). Isso proporciona uma grande flexibilidade de operação e controle das microfones, uma vez que se torna possível a implementação de diversas estratégias de controle para esses dispositivos.

A definição mais amplamente aceita considera uma microrrede como um conjunto de unidades de geração de energia elétrica e de calor, dispositivos de armazenamento de energia e cargas gerenciáveis com algumas características que a coloca em uma posição privilegiada para tirar proveito das oportunidades que surgem quando da adoção de um mercado de energia elétrica liberalizado, bem como contribuir para o uso mais racional e eficiente do sistema elétrico [6]. Os consumidores se beneficiam das microrredes porque elas são projetadas e operadas para atender às necessidades locais de fornecimento de calor (energia térmica) e energia elétrica, funcionando muitas vezes como fontes de energia ininterruptíveis (UPS - *Uninterruptible Power Supply*) [7]. Elas também podem melhorar a confiabilidade local, reduzir perdas nos alimentadores e proporcionar suporte local de potência reativa. O padrão de fluxo de potência entre a rede de distribuição e a microrrede é determinado predominantemente por características econômicas (importação ou exportação de energia).

Deve-se ressaltar que a principal vantagem das microrredes em relação à integração não coordenada de GD em redes de distribuição é

¹CHP: do inglês *Combined Heat and Power*

a possibilidade de operação em modo isolado. Nesse caso, a microrrede opera desconectada da rede principal, o que possibilita um aumento dos níveis de confiabilidade e continuidade de suprimento de energia para os consumidores que fazem parte da microrrede. Outro ponto a ser destacado é que, do ponto de vista do sistema de distribuição, as microrredes são vistas como uma única entidade que importa (exporta) energia elétrica da (para a) rede principal de acordo com o balanço interno de carga e geração e também as políticas de mercado de energia elétrica.

1.2 Objetivos da Dissertação

Os objetivos desta dissertação são listados a seguir:

- Apresentar uma revisão bibliográfica detalhada do conceito de microrredes com o intuito de identificar quais são os desafios técnicos ainda existentes nessa área.
- Identificar as necessidades de desenvolvimento de ferramentas computacionais para a análise de microrredes.
- Desenvolver uma estratégia de modelagem modular para a análise de estabilidade a pequenas perturbações de microrredes operando tanto em modo interligado quanto em modo isolado. Para tanto, serão apresentados os modelos individuais dos principais componentes das microrredes, bem como uma metodologia de interconexão desses modelos de forma a se obter um modelo completo para a microrrede.
- Propor uma estratégia de controle para inversores de fonte de tensão (VSI) com filtro de saída do tipo LCL, baseada na teoria de controle multivariável, de forma a contornar algumas limitações existentes nas estruturas convencionais de controle aplicadas a esse tipo de problema.
- Propor a aplicação de um algoritmo de cálculo de fluxo de potência para microrredes operando em modo isolado, uma vez que nesse modo de operação não há a figura da barra de folga. Esse algoritmo deve ser capaz de levar em consideração as características em regime permanente dos controladores dos VSIs para operação em modo isolado.

- Realizar estudos de estabilidade a pequenas perturbações utilizando o modelo linearizado desenvolvido nesse trabalho.
- Realizar simulações não lineares no domínio do tempo utilizando o programa computacional PSCAD/EMTDC, com o intuito de validar os resultados dos estudos de fluxo de potência, projeto dos controladores dos VSIs e também das análises de estabilidade a pequenas perturbações.

1.3 Estrutura da Dissertação

Os próximos sete capítulos desta dissertação são organizados conforme segue.

O Capítulo 2 traz uma revisão detalhada do problema da GD, abordando temas como o conceito de GD, os benefícios e desafios técnicos advindos da utilização de GD em larga escala e a descrição básica de algumas tecnologias de fontes de GD.

O Capítulo 3 trata do conceito de microrredes. São apresentados alguns conceitos de microrredes aceitos mundialmente bem como a arquitetura básica desse tipo de rede. Na sequência são definidos os modos de operação de uma microrrede, de forma que a descrição das estratégias de controle desse tipo de rede (que também são apresentadas nesse capítulo) torne-se clara. O final do capítulo é dedicado à apresentação de alguns projetos de pesquisa e desenvolvimento em microrredes já realizados ou ainda em execução no mundo e também no Brasil.

O Capítulo 4 é dedicado ao desenvolvimento de um modelo linearizado para microrredes, válido tanto para a análise de redes operando em modo interligado quanto em modo isolado. Para tanto, é empregada uma técnica de modelagem modular que permite aos componentes da microrrede serem modelados individualmente; posteriormente deriva-se o modelo completo da microrrede a partir das relações de entradas e saídas entre os modelos individuais. Os componentes que serão modelados são: (i) rede elétrica; (ii) cargas; (iii) VSIs com filtro de saída *LCL*; (iv) controladores dos VSIs. Esses modelos são posteriormente utilizados para o ajuste dos controladores dos VSIs e também para a realização de estudos de estabilidade a pequenas perturbações.

O Capítulo 5 trata do problema de controle de VSIs para aplicação em microrredes. Nesse capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica detalhada do controle desse tipo de dispositivos de forma a tornar possível, na segunda parte desse capítulo, a proposição de algumas

estruturas de controle para a aplicação neste trabalho. Ao fim desse capítulo são apresentados os detalhes das estruturas de cada tipo de controlador proposto, bem como seus respectivos modelos matemáticos.

O Capítulo 6 apresenta os resultados e simulações obtidos aplicando os desenvolvimentos realizados ao longo dessa dissertação a um sistema-teste. Primeiramente são apresentados os resultados de fluxo de potência tanto para operação em modo interligado quanto em modo isolado. Em seguida é apresentada a metodologia utilizada para o ajuste dos parâmetros dos controladores dos VSIs propostos no Capítulo 5. Após o ajuste dos controladores, são apresentados resultados de estudos de estabilidade a pequenas perturbações para operação em modo interligado e isolado. Por fim, são apresentados resultados de simulações não lineares no domínio do tempo utilizando o programa computacional PSCAD/EMTDC.

O Capítulo 7 é dedicado às conclusões e à revisão das contribuições desta dissertação, bem como às sugestões para trabalhos futuros.

2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

2.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada uma revisão bibliográfica do conceito de GD e suas aplicações em redes de distribuição. Os temas aqui abordados abrangem desde a contextualização da utilização de GD no Brasil e no mundo, como também as questões técnicas e de regulamentação relacionadas à sua utilização. Também serão apresentados, brevemente, alguns tipos de fontes geralmente utilizadas em GD.

2.2 O Conceito de GD

Apesar de tradicionalmente os SEP terem se desenvolvido baseados em uma estrutura predominantemente hierarquizada e centralizada, questões técnicas, ambientais, sociais e econômicas levaram ao grande interesse pela integração de unidades de geração de energia elétrica utilizando fontes de baixa capacidade conectadas a níveis de tensão mais baixos, levando ao desenvolvimento do conceito de GD [8].

A GD vem sendo bastante estudada desde o final dos anos 80 do século XX [8]. Entretanto, não existe, até os dias de hoje, uma definição universal para esse conceito [9]. Tal falta de consenso tem origem nos inúmeros critérios que podem ser utilizados para a definição do termo GD, tais como [1, 2, 10]:

- *Localização*: geralmente considera-se que as unidades de GD são conectadas às redes de distribuição. Entretanto, há autores que admitem também a possibilidade de conexão diretamente ao sistema de transmissão [2];
- *Nível de tensão no ponto de conexão*: este critério de classificação tende a ser pouco efetivo, uma vez que os níveis de tensão da rede de distribuição podem se sobrepor aos níveis de tensão das redes de transmissão, os quais variam de país para país, dificultando a adoção desse critério para uma definição universal de GD;
- *Potência nominal*: aparentemente, poderia ser o critério de classificação mais adequado. Entretanto, é o critério menos consensual uma vez que a capacidade de geração é fortemente influenciada pelas características do ponto de conexão da unidade de GD à

rede elétrica [2];

- *Serviços ancilares*: capacidade de realizar controle de tensão ou compensação de potência reativa, capacidade de *black start*, reserva girante, etc.;
- *Tecnologia de geração*: este critério pode ser de grande utilidade para a definição de uma unidade de GD. Entretanto, a versatilidade de alguns tipos de fonte em permitir a geração desde algumas dezenas de kW até centenas de MW (como por exemplo as turbinas a gás) pode inviabilizar a utilização desse critério [8];
- *Modo de operação*: este critério pode ser interessante na definição de uma unidade de GD devido ao fato de a maioria das unidades de GD não ser sujeita a despacho pelo operador do sistema elétrico e nem responder a sinais de preço dos mercados de energia elétrica;
- *Área de abrangência*: esse critério diz respeito à área de fornecimento de energia pela unidade de geração. Por exemplo, se um gerador fornecer energia somente para cargas conectadas eletricamente próximas a ela, então pode ser considerada uma unidade de GD. Entretanto, para utilizar essa definição seria necessário um conhecimento exato dos fluxos de potência oriundos da fonte em questão, o que é praticamente impossível [8];
- *Propriedade das instalações de geração*: esse critério somente seria válido se a utilização de GD fosse permitida apenas para produtores independentes de energia, o que é irreal considerando-se que as empresas de geração, transmissão e distribuição têm grande interesse em participar desse mercado.

O *Congrès International des Réseaux Électriques de Distribution* (CIRED) define as unidades de GD com base nos níveis de tensão, no ponto de conexão com a rede (próximo às cargas), na tecnologia de geração ou no fato de a unidade ser sujeita ou não a despacho pelo operador [9]. O *Conseil International des Grands Réseaux Électriques* (CIGRÉ), por sua vez, classifica uma unidade de GD de acordo com a sua potência nominal (50-100 MW), o ponto de conexão (geralmente na rede de distribuição) e o modo de operação (não sujeita a despacho e nem a planejamento centralizados) [8]. Para o *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), uma unidade de GD cuja conexão é feita em uma rede local por meio de um ponto de acoplamento comum. Essa conexão não é realizada diretamente nas redes de transmissão [11].

No Brasil, os Procedimentos de Distribuição (PRODIST) definem a caracterização das unidades de GD. De acordo com o PRODIST, “as unidades de GD são definidas como centrais geradoras de energia elétrica de qualquer potência, com instalações conectadas diretamente ao sistema elétrico de distribuição ou por meio de instalações de consumidores, podendo operar em paralelo com a rede principal ou de forma isolada e despachadas (ou não) pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS)” [12].

Outro conceito que emerge com a evolução da utilização de GD são os Recursos Energéticos Distribuídos (RED). Os RED surgem da possibilidade de utilização, além de unidades de GD, de dispositivos de armazenamento de energia bem como da adoção de estratégias de gerenciamento de cargas [13]. O uso em larga escala desses dispositivos em sistemas de distribuição leva a uma mudança de paradigma ao problema de planejamento e operação dessas redes. Essa mudança advém do fato de que a visão atual de operação das redes de distribuição considera que a mesma tem um comportamento *passivo*, ou seja, todos os problemas técnicos da operação dessas redes deveriam ser previstos na etapa de planejamento da rede. Nesse caso não é possível a utilização de RED para possibilitar ações de controle por parte dos operadores dos sistemas de distribuição de forma a contornar possíveis problemas técnicos na operação em tempo real.

Essa visão de rede passiva tem limitado a disseminação da utilização de GD em redes de distribuição, uma vez que os níveis de injeção de potência permitidos nessas redes são usualmente determinados com base em cenários conservadores [1, 8, 13]. Várias abordagens envolvendo Fluxo de Potência Ótimo (FPO) [14], Fluxo de Potência Probabilístico [15, 16] e simulações Monte Carlo [17–19] já foram propostas na literatura para avaliar a probabilidade de ocorrência de impactos negativos provenientes da utilização de GD em larga escala. Entretanto, problemas decorrentes do uso massivo de GD ainda podem ocorrer e são de difícil controle o monitoração [8].

2.3 Benefícios da Utilização de GD

Segundo o Instituto Nacional de Eficiência Energética (INEE), os benefícios da utilização de GD podem ser divididos em duas categorias [20]: (i) benefícios decorrentes da proximidade das unidades de GD com os locais de consumo (benefícios “locais”); (ii) benefícios ambientais e econômicos, os quais têm um maior alcance (benefícios

“globais”). Tais benefícios são listados a seguir.

2.3.1 Benefícios Locais

- Atendimento mais rápido ao crescimento da demanda devido ao tempo de implementação de uma unidade de GD ser muito inferior ao de implementação de novos investimentos em geração centralizada (de grande porte) e expansão das redes de transmissão e distribuição;
- Aumento da confiabilidade do suprimento de energia elétrica aos consumidores conectados próximos ao ponto de conexão da unidade de GD com a rede;
- Aumento da estabilidade do sistema elétrico devido à existência de reservas de geração distribuída, desde que o planejamento e operação dessas unidades seja realizado de forma adequada;
- Redução das perdas de transmissão e dos respectivos custos e adiamento dos investimentos para reforço do sistema de transmissão;
- Redução dos riscos de planejamento;
- Possível venda de excedentes de geração em mercados competitivos de energia elétrica.

2.3.2 Benefícios Globais

- Redução de impactos ambientais causados pela geração de energia elétrica utilizando combustíveis menos poluentes, pela melhor utilização dos combustíveis tradicionais e, em plantas de cogeração, aumento da eficiência energética do processo de geração de energia elétrica e térmica;
- Benefícios advindos de uma maior eficiência energética obtida com a utilização tanto de geração distribuída quanto de geração centralizada;
- Maiores oportunidades de comercialização e de ação da concorrência em mercados de energia elétrica, uma vez que há mais agentes envolvidos no processo.

2.4 Questões Técnicas Associadas à Utilização de GD

Nesta seção são apresentadas algumas questões técnicas relacionadas à utilização de GD em larga escala.

2.4.1 Regulação de tensão

Embora as fontes de GD tendam a trazer efeitos benéficos para a regulação de tensão da rede, sua integração em larga escala a redes de distribuição pode acarretar sérios problemas nos perfis de tensão. Uma situação crítica surge quando a rede opera em um baixo nível de carregamento e as unidades de GD estão operando perto de sua capacidade nominal. Nessa situação, os limites permitidos para a injeção de potência pelas unidades de GD seriam bastante restritos, uma vez que se assume um comportamento passivo para a rede [2,3,9]. Entretanto, se esses limites de injeção de potência não forem respeitados haverá uma elevação das tensões na rede.

A principal causa da elevação de tensão provocada pela injeção de potência pelas unidades de GD é a baixa relação X/R em redes de distribuição. Esse fato pode ser facilmente explicado a partir da análise da Figura 2.1.

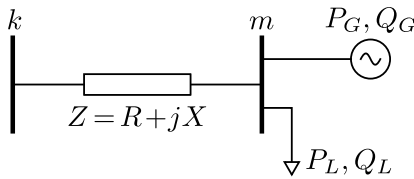


Figura 2.1 – Esquema para ilustração do problema de elevação do perfil de tensão.

A tensão na barra m pode ser calculada pela seguinte expressão, adaptada de [21]:

$$V_m \approx V_k + R(P_G - P_L) + X(\pm Q_G - Q_L) \quad (2.1)$$

Nesse caso, observa-se que quando o valor de R torna-se significativo em relação ao valor de X (o que é comum em redes de distribuição), a magnitude da tensão nas barras é altamente dependente das injeções de potência ativa na rede. Dessa forma, para valores elevados de injeção

de potência ativa pelas unidades de GD, a tensão nas barras do sistema passam a ser bastante elevadas, o que pode acarretar sérios problemas para a operação dessas redes.

Outro impacto significativo da inserção de unidades de GD em redes de distribuição é a questão da operação indevida de transformadores equipados com ajuste automático de *tap*, os *Load Tap Changer* (LTC), conforme analisado em [22]. Também no que diz respeito ao uso de GD em conjunto com LTC, há o problema de redes com mais de um LTC instalado. Nesses casos pode ocorrer uma “competição” entre os LTCs e as unidades de GD, causando oscilações de tensão [14].

O perfil de tensão em redes de distribuição com GD é também bastante afetado pela conexão/desconexão não coordenada de unidades de GD. Nesse caso, o controle de tensão da rede torna-se bastante complexo, uma vez que os operadores dos sistemas de distribuição não necessariamente têm acesso às condições operativas das unidades de GD conectadas à rede em um determinado período. Isto ocorre porque frequentemente a operação dessas fontes é decidida pelos próprios produtores independentes. Uma alternativa para contornar esse problema é a detecção e monitoração das unidades de GD pelos operadores da rede elétrica. Os trabalhos [23–25] tratam do problema de detecção de unidades de GD conectadas à redes de distribuição, propondo uma solução mediante a aplicação de métodos de estimação de estado à redes de BT.

2.4.2 Correntes de curto-circuito

O uso de GD tem também grande influência sobre as correntes de curto-circuito quando da ocorrência de faltas na rede, o que também é um fator a ser considerado para a definição do ponto mais adequado para a conexão da unidade de GD à rede.

Em redes radiais de distribuição de Baixa Tensão (BT) e Média Tensão (MT), as correntes de curto-circuito tendem a ser limitadas pelas impedâncias dos transformadores e outros elementos a montante. Dessa forma, as redes de distribuição costumam ser dimensionadas para operar próximo a seus limites, de forma que mesmo uma pequena contribuição das unidades de GD às correntes de curto-circuito pode ser suficiente para ultrapassar os limites de projeto da rede [26].

Para o uso de unidades de GD baseadas em máquinas síncronas conectadas diretamente à rede, as normas referentes às correntes de curto-circuito utilizadas em redes convencionais continuam válidas [26].

Entretanto, a contribuição às correntes de curto-circuito de unidades de GD conectadas à rede por meio de dispositivos de eletrônica de potência é muito mais difícil de ser analisada, uma vez que seu comportamento durante curtos-circuitos depende intrinsecamente das estruturas de controle desses dispositivos. O estudo das contribuições dos conversores baseados em eletrônica de potência às correntes de curto-circuito ainda constitui tema de grande interesse de pesquisa na atualidade [27].

2.4.3 Ajustes dos sistemas de proteção

Seguindo a linha de raciocínio do item anterior, deve-se também analisar quais os efeitos da utilização de unidades de GD sobre os sistemas de proteção. Como consequência das alterações nos níveis de curto-circuito, torna-se necessário o redimensionamento dos sistemas de proteção previamente instalados nas redes.

As redes de distribuição possuem topologia tipicamente radial e os fluxos de potência nessas redes são predominantemente unidirecionais (da subestação para as cargas). Entretanto, a inclusão de unidades de GD nessas redes implica na possibilidade de reversão no sentido dos fluxos de potência, fazendo com que as estruturas convencionais de proteção apresentem comportamento inadequado. Dessa forma, os novos sistemas de proteção devem ter como característica a garantia de sua efetividade mesmo quando da inversão dos sentidos dos fluxos de potência [10].

Em dispositivos de proteção baseados em relés de sobrecorrente, a inclusão de unidades de GD pode afetar negativamente a coordenação desses dispositivos, levando a interrupções indevidas de fornecimento de energia elétrica em pontos da rede originalmente não afetados pelo defeito [8]. Uma solução aparentemente simples é a instalação de proteções individuais para cada unidade de GD, de forma que essas sejam imediatamente desconectadas da rede quando da ocorrência de algum defeito, possibilitando assim a operação adequada dos outros elementos de proteção conforme projetados originalmente. Entretanto, quando os níveis de penetração de GD são elevados, essa estratégia torna-se ineficiente. Dessa forma, uma das alternativas estudadas para contornar esses problemas seria a utilização dos sistemas *Supervisory Control and Data Acquisition* (SCADA) para permitir a coordenação dinâmica dos dispositivos de proteção de forma a minimizar a zona a ser isolada em caso de defeitos na rede [28].

Outros problemas relacionados à coordenação da proteção em

redes de distribuição com GD são:

- Problemas com o fechamento indevido das proteções após a atuação devido a falhas temporárias;
- Ilhamentos indesejáveis;
- Proteções que não atuam por não serem sensibilizadas devido a níveis insuficientes de correntes de curto-circuito impostos por unidades de GD conectadas à rede por meio de dispositivos de eletrônica de potência [29].

Mais questões técnicas relacionadas aos sistemas de proteção em redes de distribuição com GD são apresentadas em [30].

2.4.4 Qualidade de energia elétrica

Um impacto positivo da utilização de unidades de GD para a qualidade de energia elétrica suprida aos consumidores é a possibilidade de, desde que autorizada pela concessionária, a unidade de GD continuar fornecendo energia para um determinado grupo de consumidores, mediante a formação de pequenas ilhas elétricas, mesmo após algum defeito na rede. Por outro lado, devido às características peculiares de grande parte das fontes de GD (por exemplo, a falta de controle sobre as fontes primárias nos casos de unidades eólicas ou fotovoltaicas), podem surgir alterações nas formas de onda de tensão. Nesse contexto, os problemas mais comumente detectados são:

- Variações de tensão (*flicker* e flutuações de tensão) associadas às partidas e paradas de unidades de GD [22];
- Afundamentos de tensão [22,31];
- Harmônicos de tensão e corrente.

2.4.5 Índices de confiabilidade

A inclusão de GD em redes de distribuição operadas de modo passivo pode causar também um impacto negativo nos índices de confiabilidade da rede. Tal impacto na confiabilidade do sistema está intimamente ligado às questões relacionadas a atuações indevidas dos dispositivos de proteção nesses sistemas [32].

Para melhorar os índices de confiabilidade do sistema é necessário que o número e/ou a duração das interrupções de suprimento de energia aos consumidores seja reduzido. Nesse caso, o uso de unidades de GD pode reduzir o número e/ou a duração das interrupções mantendo a continuidade do suprimento de energia elétrica aos consumidores, mesmo após ocorrência de defeitos na rede [33].

2.4.6 Estabilidade

A premissa clássica de que as redes de distribuição são passivas resultou em pouca atenção aos estudos de estabilidade desses tipos de redes. Nesses casos, a estabilidade da rede de distribuição é considerada consequência direta da estabilidade do sistema de transmissão [13]. Entretanto, a crescente busca pela integração de unidades de GD nessas redes começa a levantar questões referentes à estabilidade de sistemas de distribuição [34].

A instabilidade de redes de distribuição pode surgir da interação das unidades de GD com a rede elétrica e também com as cargas. No caso de algum tipo de perturbação na rede (faltas, variações de carga, contingências, etc.), a unidade de GD pode até mesmo ser desconectada da rede por seus dispositivos individuais de proteção. Quando a perturbação afeta grandes volumes de GD, seu impacto pode afetar inclusive a estabilidade do sistema de transmissão [35]. O impacto das unidades de GD na estabilidade do sistema depende, entretanto, dos seguintes fatores:

- Capacidade e quantidade das unidades de GD afetadas [35];
- Tipo de unidade de GD e meio de conexão com a rede elétrica [36];
- Características da rede no ponto de conexão da unidade de GD [37].

Alguns estudos do comportamento dinâmico do sistema (tanto distribuição quanto transmissão) que devem ser realizados para a verificação dos impactos da conexão de unidades de GD são [13]:

- Estabilidade transitória;
- Estabilidade de tensão;
- Estabilidade de frequência.

Com o intuito de evitar que as unidades de GD agravem problemas decorrentes de perturbações na rede, os operadores do sistema

elétrico de cada país podem fazer algumas exigências em relação ao comportamento destas unidades de geração em condições de operação desfavoráveis. Nesses casos, diz-se que as unidades de GD devem obedecer a critérios pré-estabelecidos de *Ride Through Capability* (RTC) [8].

2.4.7 Operação em modo isolado (ilhamento)

A atual filosofia de operação das redes de distribuição não permite a operação de parte da rede em modo isolado. Essa é a razão pela qual a grande maioria das unidades de GD são equipadas com dispositivos de proteção anti-ilhamento [22, 38, 39].

A operação em modo isolado justifica-se principalmente em redes de distribuição radiais, devido à facilidade com que a atuação dos dispositivos de proteção leva à formação de ilhas elétricas. Em redes malhadas, o ilhamento de parte do sistema demandaria a atuação de mais de um dispositivo de proteção em pontos específicos do sistema, o que torna o ilhamento de partes dessas redes uma tarefa muito mais difícil de ser executada [8].

Alguns dos motivos para a proibição da operação de partes das redes de distribuição em modo isolado são [38]:

- Partes da rede podem continuar energizadas pelas unidades de GD que continuam em operação após o ilhamento, o que dificulta a garantia da segurança dos consumidores e equipes de manutenção dessas redes;
- Dificuldades de manutenção de níveis de tensão e frequência aceitáveis, comprometendo a qualidade do suprimento de energia elétrica aos consumidores;
- Deterioração dos índices de confiabilidade se as unidades de GD não forem equipadas com sistemas automáticos de ressincronização. Nesses casos, quando a rede elétrica já estiver em modo normal de operação, os dispositivos de proteção atuarão para reconectar a parte do sistema que havia sido previamente isolada. Entretanto, no instante da reconexão, a diferença angular entre a rede principal e a ilha elétrica pode ser considerável, o que acarretaria em sobretensões, sobrecorrentes e, por consequência, novas atuações das proteções;
- Alteração da filosofia de proteção. Nesses casos, a rede isolada pode deixar de ter um ponto de ligação à terra, provocando pro-

blemas nos sistemas de proteção. Outro ponto a ser observado é que, em modo isolado, há uma alteração na topologia da rede e nos fluxos de potência para os quais o sistema de proteção geralmente não foi ajustado.

2.4.8 Análise de redes de distribuição

Um impacto que é pouco sentido diretamente nas redes de distribuição diz respeito às mudanças necessárias nas metodologias de análise dessas redes. Os pacotes computacionais existentes utilizados para cálculo de fluxo de potência, análise de curto-circuitos, análise de estabilidade transitória, etc., também devem ser revistos [40]. Alguns fatores que contribuem para essa necessidade de revisão das ferramentas computacionais utilizadas para análise de sistemas de distribuição são [14]:

- Fluxos de potência bidirecionais;
- Baixa relação X/R , tornando inválidas algumas hipóteses simplificadoras utilizadas na análise de sistemas de transmissão;
- Análise de redes trifásicas balanceadas ou não, ou até mesmo setores da rede de distribuição que operam com apenas uma ou duas fases;
- Para estudos de estabilidade transitória, os elevados valores de resistência das linhas traz uma série de implicações práticas que devem ser mais bem estudadas [41].

2.5 Tecnologias de Fontes de GD

Nesta seção serão apresentadas, de maneira breve, algumas das principais tecnologias de fontes utilizadas em GD. Detalhes a respeito de cada uma das fontes podem ser encontrados em [1].

As principais fontes de GD são [42]:

- *Turbinas eólicas*: a utilização do vento para geração de energia elétrica tornou-se muito popular devido à redução dos custos e à melhora na confiabilidade e no desempenho dos equipamentos. O vento é um recurso abundante em várias regiões e a capacidade nominal de geração vem aumentando com o passar dos anos. Outra vantagem óbvia é o fato de esta ser uma fonte renovável de

energia capaz de substituir a utilização de combustíveis fósseis para a geração de energia elétrica;

- *Células fotovoltaicas*: uma alternativa energética (tanto para geração de energia elétrica quanto energia térmica) bastante promissora devido à sua matéria-prima, o sol, ser inesgotável. Apesar de atualmente serem de capacidade inferior aos sistemas eólicos, as células fotovoltaicas são passivas e mais flexíveis. Sua conexão com a rede elétrica depende obrigatoriamente do uso de conversores baseados em eletrônica de potência;
- *Microturbinas*: de construção simples e com capacidade de geração que vai até algumas unidades de MW, utilizam diversos tipos de combustível para a geração de energia elétrica, tais como: gás natural, GLP/Propano, diesel, biogás, etc. Outra característica importante é que a energia elétrica é gerada em corrente alternada em frequências mais altas que das unidades de geração convencionais;
- *Células a combustíveis*: têm a vantagem de ser altamente eficientes e pouco poluentes, porém o custo ainda é muito alto. São geralmente utilizadas em sistemas *Combined Heat and Power* (CHP);
- *Turbinas a gás*: as novas tecnologias de turbinas a gás estão tornando esses equipamentos economicamente viáveis quando comparados aos custos de ampliação ou recondicionamento de redes de distribuição e transmissão.

2.6 Conclusões

Neste capítulo são apresentados alguns princípios básicos relacionadas ao conceito de GD. São abordados desde aspectos relativos à definição do termo GD até aos tipos de fonte mais comumente utilizados para esse fim. Fica claro que a utilização de unidades de GD em redes de distribuição passivas limita muito os benefícios que podem ser obtidos com esse tipo de aproveitamento energético. Evidencia-se então a necessidade de uma mudança de paradigma no projeto e na operação de redes de distribuição de energia elétrica, de forma que essas assumam um comportamento ativo, possibilitando a maximização dos benefícios da GD e também proporcionando um ambiente adequado para uma participação mais ativa dos consumidores.

3 MICRORREDES

3.1 Introdução

Conforme mencionado no Capítulo 2, as redes de distribuição passam por um período de transição de filosofia de projeto e operação, evoluindo da visão de rede passiva adotada tradicionalmente para um conceito de rede de distribuição ativa. Nesses casos, as redes de distribuição deixam de apresentar fluxos de potência unidirecionais (devido ao suprimento de energia se dar exclusivamente pelas subestações principais) para apresentarem fluxos bidirecionais, advindos da intensa *participação coordenada* de unidades de GD nessas redes [1].

Para proporcionar uma melhor integração das unidades de GD às redes de distribuição, torna-se necessária a utilização de tecnologias de comunicação e informação de modo a proporcionar uma maior controlabilidade de grande parte dos dispositivos que integram essas redes. Essa flexibilidade de controle da rede é conseguida por meio da aplicação de um conceito relativamente novo em sistemas de potência: as *Smart Grids*.

Smart Grid é um termo utilizado para designar uma rede na qual os consumidores têm participação ativa tanto na geração de energia quanto no gerenciamento de cargas. Também proporciona aos operadores dos sistemas diversas funções de monitoração e controle. Uma *smart grid* deve ser autorrecuperável (retomar o fornecimento de energia de forma rápida e sem a necessidade de atuação de controles ou agentes externos) bem como resistir a possíveis defeitos no sistema [4]. Essas redes também devem encorajar e proporcionar condições para que os agentes do sistema (empresas e consumidores) realizem transações no mercado de energia de forma eficiente. Esses objetivos são alcançados com a integração da infraestrutura da rede elétrica e de uma infraestrutura de informação e comunicação, provendo a “inteligência” necessária para a implementação desse novo conceito de redes de energia elétrica. A Figura 3.1 ilustra o conceito de *Smart Grids* [43].

A aplicação do conceito de *smart grids* às redes de distribuição resulta no conceito de Microrredes. Tal conceito vem sendo discutido desde o início do ano de 2000 como uma alternativa em potencial para solucionar os problemas causados pelo uso em larga escala de GD, proporcionando então uma maior inclusão dessas unidades de geração em redes de distribuição [5]. Portanto, é possível conceber uma microrrede como sendo uma *smart grid* no nível de distribuição.

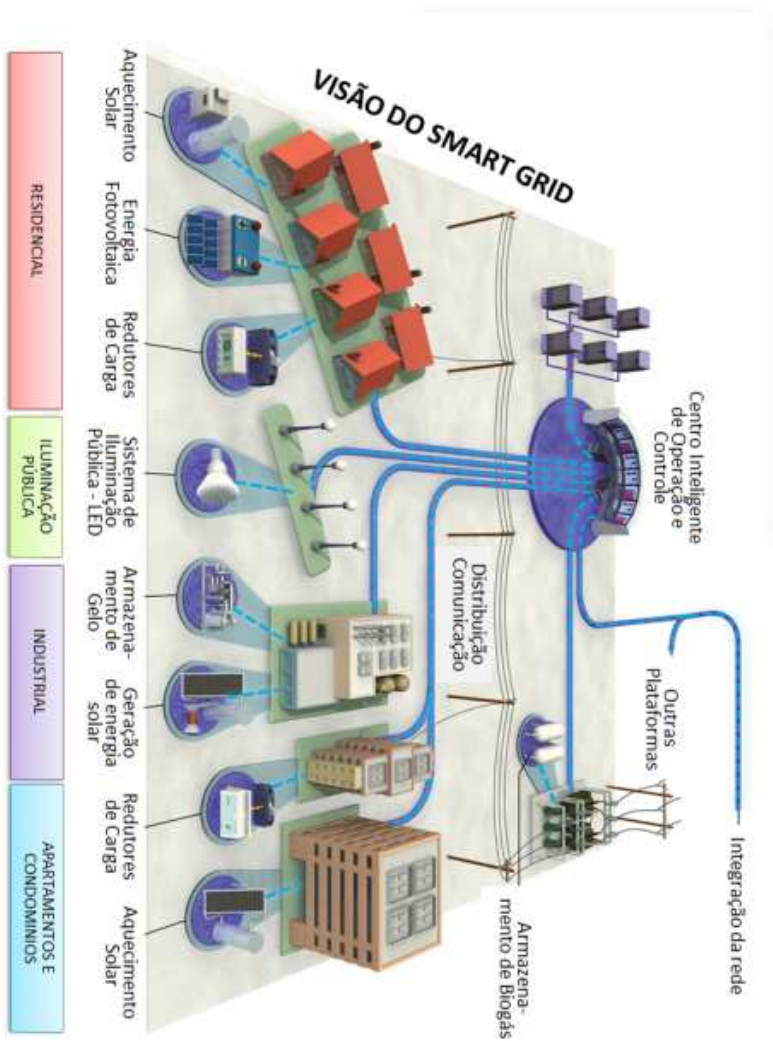


Figura 3.1 – Visão geral de uma *smart grid*.

Neste capítulo serão apresentados alguns aspectos do conceito de microrredes. A Seção 3.2 apresenta alguns conceitos básicos bem como algumas das diferentes definições adotadas em diferentes países para esse termo. Na Seção 3.3 é apresentada a arquitetura básica de uma microrrede bem como a descrição detalhada de cada elemento que a compõe. A Seção 3.4 é dedicada ao estudo dos modos de operação das microrredes, ao passo que a Seção 3.5 é dedicada ao estudo do problema do controle de microrredes tanto em modo interligado quanto em modo isolado. A Seção 3.6 apresenta uma revisão dos projetos de pesquisa e desenvolvimento em microrredes em diversos países. Por fim, a Seção 3.7 traz um apanhado geral desse capítulo, destacando alguns pontos que são essenciais para a compreensão do trabalho desenvolvido nessa dissertação.

3.2 O Conceito de Microrredes

O conceito de microrrede surgiu como uma alternativa para a solução dos problemas gerados pela inclusão de unidades de GD em redes de distribuição operadas de forma passiva. No ano de 2002, o *Consortium for Electric Reliability Technology Solutions* (CERTS) propôs originalmente o conceito de microrredes [5, 44]. O grande objetivo do CERTS era proporcionar a integração de grandes quantidades de RED (e não apenas a instalação de unidades de GD) em redes de distribuição. Dessa forma, procurava-se superar a política de integração de unidades de GD baseadas no conceito *fit and forget* (instalação de unidades de GD sem maiores cuidados com possíveis problemas causados por essas instalações), o qual é válido apenas quando se considera a integração de pequenas quantidades de GD. Torna-se possível, então, com a aplicação do conceito de microrredes, a integração de RED em larga escala e de forma coordenada [5, 44].

Para o CERTS, o conceito de microrredes assume a junção de cargas e microfones operando como uma entidade única, fornecendo tanto energia elétrica quanto energia térmica. A maioria das microfones deve ser conectada à rede por meio de conversores baseados em eletrônica de potência de forma a permitir a flexibilidade necessária para garantir sua operação como uma única entidade. Essa flexibilidade de controle permite à microrrede CERTS se apresentar para à principal como uma única unidade controlada que atende às necessidades locais de confiabilidade e segurança [5, 44, 45].

A principal característica das microrredes é a possibilidade de

operação em modo isolado. Nesse caso, a microrrede opera desconectada da rede principal, o que possibilita um aumento dos níveis de confiabilidade e continuidade de suprimento de energia para os consumidores que fazem parte da microrrede [5].

Outra característica muito importante de uma microrrede CERTS é o seu conceito de *plug and play*, ou seja, a microrrede deve ser capaz de suportar a conexão/desconexão de qualquer RED sem a necessidade de reconfiguração da rede, dos sistemas de controle ou dos sistemas de supervisão. Para que esse conceito seja plenamente atendido, o controle das cargas e microfontes, bem como a coordenação da proteção, deve ser feito de maneira distribuída (sem a presença de um controlador central).

Uma outra abordagem para o conceito de microrredes começou a ser desenvolvida a partir do ano de 1999, com o projeto “MICROGRIDS - Large Scale Integration of Micro-Generation to Low Voltage Grids”, financiado pelo *Fifth Framework Programme* da União Europeia e com duração de 36 meses [8]. Tal como a microrrede CERTS, esse conceito se baseia fundamentalmente numa rede de BT incluindo unidades de microgeração, dispositivos de armazenamento de energia e sistemas de controle tanto para as fontes quanto para as cargas [46]. Deve-se ressaltar que os dispositivos de armazenamento de energia são vitais para o funcionamento das microrredes, uma vez que essas redes possuem inércias muito baixas ou até mesmo nulas. Nesses casos, os dispositivos de armazenamento de energia funcionam como uma “inércia virtual” para o sistema, o que é de extrema importância, principalmente para o comportamento dinâmico do sistema [1]. O conceito proposto no projeto *MICROGRIDS* considera uma estrutura de controle hierárquica, o que permite a otimização da operação da microrrede a partir da ação de um controlador central.

Apesar das semelhanças entre esses dois conceitos, existem algumas diferenças fundamentais, tais como:

- Na microrrede CERTS, as microfontes têm capacidade individual máxima de 500 kW [5], enquanto as microrredes do projeto *MICROGRIDS* consideram, em geral, valores relativamente menores [46].
- As microrredes CERTS se baseiam no conceito de *plug and play*, permitindo com que novos componentes se conectem ou desconectem da rede sem a necessidade de reconfiguração dos sistemas de supervisão e controle. Já no conceito do projeto *MICROGRIDS*, toda alteração na microrrede deve ser conhecida para que as atu-

alizações dos sistemas de supervisão e controle sejam efetuadas de modo a manter o funcionamento adequado da microrrede.

Outra característica fundamental de uma microrrede é a utilização da carga como um recurso [5]. Isso significa que, além da possibilidade do controle das microfontes, as cargas também podem ser gerenciadas de tal forma que tanto os agentes que compõem a microrrede quanto o operador do sistema de distribuição tenham benefícios. Deve-se observar, entretanto, que nem todas as cargas conectadas à microrrede precisam ser gerenciáveis. O conceito de Gerenciamento da Demanda é, então, de fundamental importância para a operação desse tipo de sistema.

3.3 Arquitetura Básica de uma Microrrede

Nesta seção serão apresentados detalhes da arquitetura básica de uma microrrede segundo o conceito proposto no projeto *MICROGRIDS*. A arquitetura de uma microrrede CERTS é bastante parecida com a arquitetura do projeto *MICROGRIDS*, com exceção aos elementos de controle da microrrede.

A Figura 3.2 representa a estrutura típica de uma microrrede baseada no conceito do projeto *MICROGRIDS* [8]. Nesse sistema, a microrrede se conecta à rede principal por meio de um transformador de distribuição (MT - BT). Esse ponto de conexão com a rede principal é denominado *Point of Common Coupling* (PCC). É nesse ponto que deve ser alocado o dispositivo de proteção responsável pelas manobras de ilhamento e ressincronização da microrrede com a rede principal. Tal dispositivo é geralmente implementado utilizando tecnologia de chaves de estado sólido, uma vez que essas apresentam tempo de resposta bastante reduzido [47].

Na microrrede apresentada na Figura 3.2 estão presentes diversos tipos de microfontes representando a diversidade de opções de fontes que existem para a formação desse tipo de rede. Também é importante observar a presença dos dispositivos de armazenamento de energia e dos dispositivos de controle em nível local (*Microsource Controller* (MC) e *Load Controller* (LC)) e central (*Microgrid Central Controller* (MGCC) e *Distribution Management System* (DMS)).

Uma análise mais detalhada da Figura 3.2 permite identificar os seguintes elementos básicos de uma microrrede [46]:

- Alimentadores que partem do barramento de BT e que alimentam cargas (muitas delas controláveis);

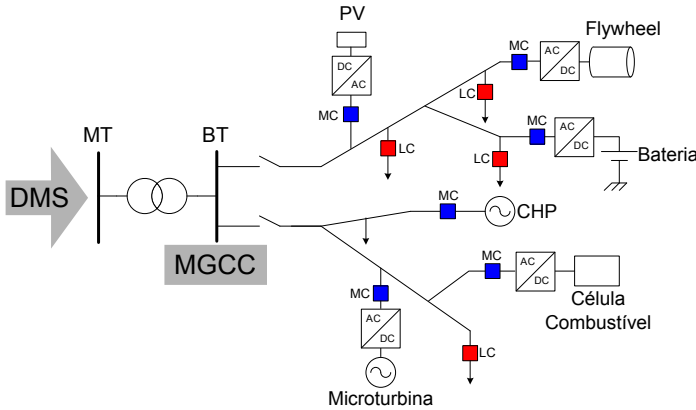


Figura 3.2 – Arquitetura típica de uma microrrede com base no conceito do projeto *MICROGRIDS*.

- Várias microfuentes (tais como célula fotovoltaica, unidade CHP, células de combustível e microturbina);
- Dispositivos de armazenamento de energia (baterias e volantes de inércia);
- Elementos de controle e supervisão (LC, MC, MGCC e DMS).

3.4 Modos de Operação

A grande diferença entre a utilização de microrredes e a simples integração de unidades de geração distribuída às redes de distribuição em BT é a possibilidade de operação tanto em modo interligado (também conhecido como modo normal de operação) quanto em modo isolado (ou modo de emergência) [5, 46]. A descrição de cada modo de operação, obedecendo à filosofia de controle hierárquica proposta no projeto *MICROGRIDS*, é apresentada a seguir.

3.4.1 Modo interligado

O modo de operação interligado dá-se quando a microrrede encontra-se conectada à rede principal por meio do PCC. Nesse modo de operação a microrrede pode operar importando (exportando) energia

da (para a) rede principal de acordo com seu balanço interno de carga e geração e os contratos estabelecidos com o operador do sistema de distribuição [8].

Nesse modo de operação o MGCC é responsável pela otimização da operação da microrrede, enviando sinais de controle apropriados para os MC e os LC. De acordo com os estudos realizados no projeto *MICROGRIDS*, a periodicidade de envio de sinais de controle do MGCC para os controladores locais é da ordem de minutos [48].

Em modo interligado as microfontes geralmente são controladas para injetar potência ativa e reativa de acordo com valores previamente especificados. Entretanto, em alguns casos especiais, algumas microfontes podem também operar regulando a sua tensão terminal ou até mesmo regular fluxo de potência em determinados ramos da rede.

3.4.2 Modo isolado

Em modo de operação isolado – também denominado de modo de emergência [49] – a microrrede encontra-se desconectada da rede principal. Essa desconexão pode ser previamente planejada ou decorrente de algum defeito na rede principal (criação de ilhas elétricas a partir da atuação dos dispositivos de proteção). Em caso de ilhamentos não planejados, a microrrede pode ou não ter a capacidade de continuar operando mesmo após a separação da rede principal, dependendo das características dos defeitos na rede principal, dos controladores locais e do MGCC, bem como da condição operacional da rede no cenário pré-falha [8].

A transição do modo interligado para o modo isolado de forma estável deve ser garantida pela ação rápida dos controladores locais (MC e LC). Esses controladores devem ser responsáveis por repartir toda a demanda (inclusive as perdas na rede) entre as microfontes que compõem a microrrede [8]. Somente depois de os controladores locais atingirem uma condição de equilíbrio é que o MGCC se encarregará de proceder à otimização da operação da microrrede em modo isolado, se isso for possível [49, 50]. Caso a capacidade instalada de geração seja insuficiente para suprir a demanda, deve-se proceder ao corte de cargas em uma ação conjunta dos LC e do MGCC [49].

Em caso de colapso do sistema, ou seja, a microrrede não ter condições de operar em modo isolado, ainda assim ela pode ser útil na recomposição do suprimento de energia elétrica internamente, sem a necessidade de esperar que a rede principal seja recuperada primeiro [51].

Dessa forma, os consumidores que fazem parte da microrrede podem usufruir de melhores índices de confiabilidade e qualidade de suprimento de energia elétrica.

3.5 Estratégias de Controle de Microrredes

Para a operação coordenada de uma microrrede é importante que o processo de decisão da operação seja mais ou menos descentralizado, proporcionando o correto balanceamento entre carga e geração (tanto das microfontes quanto da rede principal). Existem diversos níveis de descentralização que podem ser aplicados, indo desde a completa descentralização até a adoção de uma estratégia de controle hierárquico [48].

Dentre as estratégias de controle já propostas na literatura, duas se destacam:

- Controle totalmente descentralizado [52–56];
- Controle hierárquico [8, 57–64].

3.5.1 Controle descentralizado (distribuído)

De acordo com a filosofia de controle descentralizado, a responsabilidade principal é dada aos controladores das microfontes. O objetivo é gerar competição entre os geradores de forma a maximizar a geração, atender à demanda e, em alguns casos, exportar o máximo de energia possível para a rede principal de acordo com os preços “instantâneos” de energia [1, 48]. Essa estratégia de controle pode ser baseada na utilização de tecnologia de sistemas multiagentes.

A utilização de Sistemas Multiagentes (SMA) no controle de microrredes soluciona diversos problemas operacionais, tais como [48]:

- Cada microfonte pode pertencer a um proprietário diferente, o que leva à necessidade de tomada de decisões localmente (fator complicador quando da utilização de uma estrutura de controle centralizada);
- Microrredes participando de um mercado competitivo de energia requerem que cada MC tenha um certo grau de inteligência para permitir tomadas de decisões locais;
- As microfontes, além de fornecer energia elétrica para a microrrede, desempenham também outras tarefas: produção de calor

para instalações locais, suporte local de tensão ou funcionamento como retaguarda (*backup*) para cargas críticas em caso de falhas na rede principal.

Para a operação de forma totalmente descentralizada, os seguintes aspectos devem ser ressaltados:

- Não é necessário o envio de programação de geração de cada microfonte para o operador do sistema de distribuição, uma vez que os únicos limites para a importação ou exportação de energia são dados pelas restrições técnicas das instalações;
- O SMA responsável pelo controle da microrrede necessita somente de um agente extra, o qual é responsável pela supervisão da operação. É papel desse agente registrar as propostas de preço das microfuentes e os fluxos de potência na rede. Uma transação é válida se ela for registrada pelo agente de supervisão, o que é vital para evitar ofertas do mesmo bloco de energia para diferentes consumidores. Para a operação do mercado de energia, o papel desse agente é a contabilização final das transações de cada produtor e consumidor.

3.5.2 Controle hierárquico (centralizado)

A estrutura de controle baseada na filosofia de controle hierárquico é composta por basicamente três níveis: (i) controle local; (ii) controle central da microrrede; (iii) gerenciamento e controle do sistema de distribuição. A organização hierárquica desses três níveis é ilustrada na Figura 3.3.

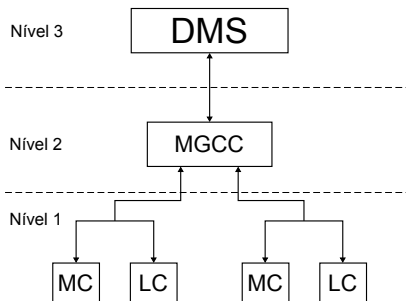


Figura 3.3 – Estrutura hierárquica de controle de microrredes.

As funções de cada nível de controle são [46, 48]:

- Nível 1: controle local
 - MC: O MC é o controlador de nível local, responsável pelo controle de cada microfonte. Esse controlador proporciona grande flexibilidade para a operação da microrrede uma vez que está vinculado, na grande maioria dos casos, aos dispositivos baseados em eletrônica de potência, que são responsáveis pela conexão das microfones à rede. Utiliza sinais locais de tensão, frequência e injeções de potência como variáveis de realimentação. Em modo interligado, é responsável pelo controle dos níveis de injeção de potência ativa e reativa de acordo com o estabelecido pelo MGCC. Em modo isolado possui autonomia para promover a otimização local das injeções de potência ativa e reativa da microfonte e também promover o seguimento da carga de forma rápida [8, 48, 65, 66].
 - LC: O LC é instalado junto às cargas controláveis, com o objetivo de proporcionar controle de carga de acordo com comandos enviados pelo MGCC (obedecendo a uma política de gerenciamento da demanda) ou para fins de esquemas de corte de carga [48, 65, 66].
- Nível 2: controle central da microrrede
 - MGCC: O MGCC é responsável pela maximização dos lucros e pela otimização da operação da microrrede. Esse controlador utiliza sinais de preço dos mercados de energia e, possivelmente, pedidos do DMS para determinar a quantidade de energia a ser importada da rede principal (ou quanto exportar para a rede principal), otimizando a geração das microfones. Pode fazer uso de previsões de carga (energia elétrica e, em alguns casos, energia térmica) e previsões de capacidades de geração (para o caso de fontes intermitentes). A otimização da operação é, então, implementada por meio do envio de sinais de referência para os MCs e LCs. Nesse cenário, cargas não prioritárias podem ser cortadas, quando necessário. Além disso, também é responsável pelo monitoramento dos fluxos de potência ativa e reativa em cada elemento da microrrede de forma a evitar operação em regiões não seguras. O papel do MGCC pode ser comparado

ao do controle secundário de sistemas de potência interligados [8, 48].

- Nível 3: gerenciamento e controle do sistema de distribuição
 - DMS: O DMS é o nível mais alto da hierarquia de controle, podendo estar interligado com mais de um MGCC. Para uma operação adequada na presença de microrredes, algumas novas funções devem ser incluídas ao DMS tradicionalmente utilizado nos centros de operação de sistemas de distribuição, de forma a estabelecer uma comunicação adequada com os MGCC, bem como permitir a operação autônoma de cada microrrede [48].

3.5.3 Estratégias de Controle das Microfontes

Conforme já mencionado anteriormente, o objetivo principal do MC é prover a flexibilidade necessária para a operação da microrrede bem como manter a estabilidade do sistema. Entretanto, as estratégias de controle das microfontes devem ser diferentes, de acordo com o modo de operação da microrrede, conforme descrito a seguir.

3.5.3.1 Modo de operação interligada

Em modo interligado, a magnitude e a frequência das tensões terminais das microfontes são mantidas pela rede principal. Portanto, a função do MC neste modo de operação é a de regular os níveis de injeção de potência ativa e reativa de acordo com as referências enviadas pelo MGCC ou por algoritmos de rastreamento de ponto de máxima potência [67, 68]. Esse modo de controle é denominado *Modo PQ*.

Em algumas situações especiais, tais como microfontes conectadas próximo a cargas que não toleram grandes variações de tensão, a microfonte pode operar em modo *PV* (*QV*), ou seja, regulando o valor de injeção de potência ativa (reativa) e a tensão na barra na qual a microfonte e a carga sensível estão conectadas [67, 69].

3.5.3.2 Modo de operação isolada

Em modo isolado não há uma referência de tensão e frequência como acontece no modo interligado (dadas pela rede principal). Nesse

caso, o controle da microrrede pode ser realizado de três formas básicas: (i) *Single-Master Operation* (SMO); (ii) *Multi-Master Operation* (MMO); (iii) *Inverter Mode Control* (IMC).

A operação em SMO significa que uma única microfonte opera regulando tensão e também é responsável por assumir toda a diferença entre carga e geração resultante da desconexão da rede principal, enquanto as outras microfones continuam operando no modo PQ .

A estratégia de controle MMO significa que mais de uma microfonte é responsável pela regulação de tensão da rede, bem como por assumir o desbalanço entre carga e geração resultante da desconexão da rede principal. Nesse modo de operação ainda podem existir microfones operando em modo PQ , mas devem ser minoria [65–68, 70, 71].

O modo IMC é o menos comum, uma vez que ele define que todas as microfones permanecem operando em modo PQ durante a operação isolada e os dispositivos de armazenamento de energia é que são responsáveis pela regulação de tensão e também por suprir a diferença de carga que surge no momento do ilhamento [67].

Para poder operar em modo *master*, a microfonte deve ter capacidade de geração suficientemente alta de modo a fornecer a quantidade de potência necessária para a manutenção da tensão terminal em níveis pré-especificados. Também é importante que a fonte seja despachável, ou seja, que se possa alterar o despacho de potência ativa e reativa dessas fontes. Alguns exemplos de fontes com essas características são: microturbinas, geradores diesel, microcentrais hidrelétricas, etc.

As microfones que operam em modo PQ (independentemente se a microrrede opera sob controle SMO ou MMO) têm estrutura de controle idêntica ao controle PQ para modo interligado. Para microfones operando em regulação de tensão e compartilhamento de carga, várias estratégias de controle já foram propostas na literatura, dentre as quais se destacam:

- *Características de estatismo convencional*: esse tipo de característica, representada na Figura 3.4, define que o nível de injeção de potência ativa da microfonte é inversamente proporcional ao desvio de frequência da microrrede, ou seja, se a frequência da rede cai, a microfonte deve aumentar sua geração de potência ativa. O nível de injeção de potência reativa é inversamente proporcional ao desvio de tensão no ponto de conexão da microfonte com a rede, ou seja, se a tensão no ponto de conexão cai, a microfonte deve aumentar sua injeção de potência reativa. A inclinação da característica de estatismo $P - f$ e $Q - V$ pode variar de fonte para fonte. Essas características de estatismo são as mesmas uti-

lizadas em sistemas de potência de grande porte [67, 72].

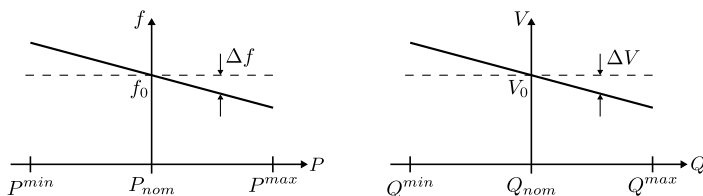


Figura 3.4 – Características de estatismo convencionais.

- *Características de estatismo reverso*: esse tipo de característica, representada na Figura 3.5, define que o nível de injeção de potência ativa da microfonte é inversamente proporcional ao desvio de tensão no ponto de conexão da microfonte com a rede, ou seja, se a tensão no ponto de conexão cai, a microfonte deve aumentar sua injeção de potência ativa. O nível de injeção de potência reativa é inversamente proporcional ao desvio de frequência da microrrede, ou seja, se a frequência da rede cai, a microfonte deve aumentar sua geração de potência reativa. A inclinação das características de estatismo de $P-V$ e $Q-f$ pode variar de fonte para fonte. Essas características de estatismo são válidas somente em redes onde a relação X/R for muito baixa [67, 72].

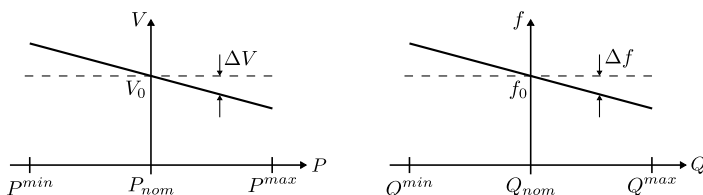


Figura 3.5 – Características de estatismo reverso.

Maiores detalhes sobre a utilização de características de estatismo em redes de distribuição são dados em [72]. Outras estratégias de controle de microfones propostas na literatura são:

- Método de compartilhamento de carga ajustável [73];
- Características de estatismo VPD/FQB [74];
- Método da transformação de sistema de referência virtual [75–80];

- Impedância virtual de saída [59, 81–84];
- Característica de estatismo de tensão adaptativa [85];
- Método da injeção de sinal [86, 87];
- Técnicas de compartilhamento de carga não linear [88, 89];
- Controle de fluxo de potência [90];
- Características adaptativas de estatismo [91].

Uma análise comparativa dos métodos de controle de microfones para aplicação em microrredes é apresentada em [64].

Deve-se ressaltar que, em modo isolado, pelo menos uma microfonte deve realizar regulação de tensão (manter a tensão de acordo com uma referência pré-definida, dada pelo MGCC) de modo a evitar problemas de instabilidade de tensão.

3.6 Projetos de Pesquisa e Microrredes Experimentais

Nesta seção são apresentados alguns dos principais projetos de pesquisa em microrredes já desenvolvidos (ou em desenvolvimento) no mundo. Também serão apresentadas algumas microrredes de teste que foram implementadas ao longo dos últimos anos. Esse levantamento está baseado no trabalho publicado em [92].

3.6.1 Atividades de pesquisa e desenvolvimento na Europa

No continente europeu, órgãos vinculados à União Europeia (UE) e responsáveis pela promoção da utilização de RED nos SEP acreditam que o uso de RED em larga escala pode trazer inúmeros benefícios aos consumidores de energia elétrica. Dentro desse contexto, as microrredes são consideradas fundamentais para tornar possível a utilização massiva de RED [93]. No cenário europeu, dois grandes projetos de pesquisa e desenvolvimento em microrredes merecem destaque: (i) Projeto *MICROGRIDS*; (ii) Projeto *MORE MICROGRIDS*. Deve-se ressaltar também que algumas microrredes de teste já foram implementadas na Grécia, Alemanha, Dinamarca, Itália, Portugal e Espanha.

3.6.1.1 O projeto *MICROGRIDS*

O Projeto *MICROGRIDS - Large Scale Integration of Micro-Generation to Low Voltage Grids* teve início no ano de 1998, com duração de 36 meses e um montante total de investimentos de €4,5 milhões. O consórcio responsável pelo desenvolvimento do projeto era composto por 14 instituições de 7 diferentes países membros da UE. Os objetivos desse projeto eram [92]:

- Estudar a operação de microrredes para aumentar a participação de fontes renováveis e outros RED, reduzindo as emissões de carbono;
- Estudar a operação de microrredes tanto em modo interligado quando em modo isolado;
- Definir e desenvolver estratégias de controle para garantir operação e gerenciamento eficientes, confiáveis e econômicos;
- Definir regras de proteção e aterramento para garantir segurança, detecção de faltas, separação e operação em modo isolado;
- Identificar e desenvolver as infraestruturas e protocolos de comunicação requeridos para a operação das microrredes;
- Determinar os benefícios econômicos da operação de microrredes e propor uma metodologia para quantificar esses benefícios;
- Simular e demonstrar a operação de microrredes em laboratório.

O projeto foi concluído com sucesso, resultando em diversas soluções tecnológicas inovadoras, tais como [92]:

- Modelos de RED e ferramentas para análise em regime permanente e dinâmico, possibilitando a simulação de microrredes de BT assimétricas;
- Desenvolvimento de filosofias de operação em modo interligado e em modo isolado;
- Algoritmos de controle tanto para arquitetura hierárquica quanto distribuída;
- Estratégias de recomposição de serviço locais;

- Definições de requisitos de resposta e “inteligência” necessários para os RED;
- Esquemas de aterramento e proteção;
- Métodos para quantificação dos benefícios em confiabilidade;
- Microrredes de laboratório de diferentes configurações.

3.6.1.2 O projeto *MORE MICROGRIDS*

O projeto denominado *MORE MICROGRIDS - Advanced Architectures and Control Concepts for More Microgrids* foi criado para dar continuidade ao Projeto *MICROGRIDS*. Esse projeto foi desenvolvido entre os anos de 2002 e 2006 e contou com um investimento de €8,5 milhões. O consórcio responsável pela execução do projeto era composto por universidades, institutos de pesquisa e também empresas do setor elétrico. Os objetivos desse projeto eram [92]:

- Investigar novos controladores para os RED, que proporcionem a operação eficiente e efetiva de microrredes;
- Desenvolvimento de estratégias alternativas de controle utilizando tecnologias de informação e comunicação de última geração;
- Concepção de diferentes projetos de redes, incluindo a aplicação de novos métodos de proteção, interfaces de estado sólido modernas e operação em frequência variável;
- Integração técnica e comercial de múltiplas microrredes, incluindo interfaces entre várias microrredes e os sistemas de gerenciamento das redes de distribuição;
- Operação de mercados descentralizados para energia e serviços ancilares;
- Padronização de protocolos de comunicação e *hardware* para permitir a instalação de RED segundo a filosofia de *plug and play*;
- Estudo dos impactos da utilização de microrredes nos SEP.

3.6.1.3 Microrrede na Ilha de Kythnos

A microrrede instalada na ilha de Kythnos, Grécia, é responsável pelo fornecimento de energia a 12 residências. Seu sistema de geração é composto por duas plantas fotovoltaicas de potência nominal igual a 10 kW e 2 kW, um banco de baterias de capacidade nominal de 53 kWh e um grupo gerador diesel de 5 kVA [92, 94]. A Figura 3.6 mostra a configuração dessa microrrede [92]. Mais detalhes a respeito desse projeto podem ser obtidos em [92, 94].

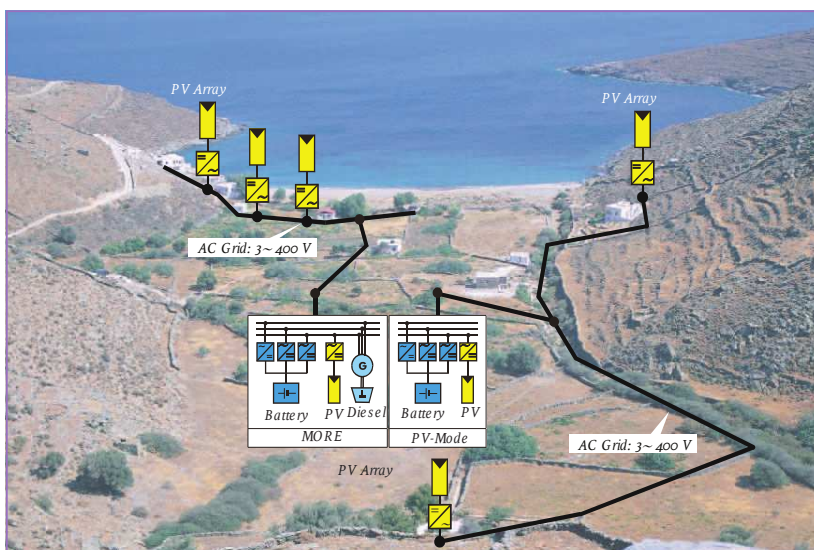


Figura 3.6 – Microrrede de teste na ilha de Kythnos, Grécia.

3.6.2 Atividades de pesquisa e desenvolvimento nos EUA

Apesar do pioneirismo dos EUA na definição do conceito de microrredes, os projetos de pesquisa e desenvolvimento nessa área tiveram um início bastante lento nesse país. Entretanto, a visão do Departamento de Energia Norte-Americano sobre a necessidade de se elevar os padrões de qualidade e confiabilidade no fornecimento de energia elétrica levou a um maior investimento em pesquisas na área de microrredes. A seguir são listados alguns poucos exemplos desses projetos.

3.6.2.1 Microrredes CERTS

O investimento em pesquisa e desenvolvimento em microrredes mais conhecido foi realizado pelo CERTS. Esse consórcio foi criado no ano de 1999 com o objetivo de investigar a influência de novos desenvolvimentos tecnológicos, econômicos, regulatórios e ambientais sobre a confiabilidade e a qualidade do suprimento de energia elétrica. Foi identificado que a utilização de GD teria um papel crucial nesses dois aspectos, definindo então a agenda de projetos de P&D do CERTS.

O conceito de uma microrrede CERTS é descrito em um relatório publicado em 2002 [5]. A viabilidade do conceito de microrredes proposto pelo CERTS vem sendo demonstrada com simulações e testes em laboratório de uma microrrede de teste implementada na *University of Wisconsin-Madison*. Essa microrrede de teste foi batizada de *CERTS Microgrid Test Bed* [95]. Uma visão geral desse sistema é apresentada na Figura 3.7 [95]. Maiores detalhes a respeito dessa microrrede-teste podem ser obtidos em [92, 95].



Figura 3.7 – Visão geral da *CERTS Microgrid Test Bed*.

3.6.2.2 Microrrede da *GE Global Research*

O Departamento de Energia Norte-Americano, em conjunto com a General Electric (GE), financiou também um projeto de pesquisa e desenvolvimento em microrredes no valor de US\$ 4,0 milhões. Essas pesquisas foram coordenadas pela *GE Global Research*.

Esse projeto teve como objetivo o desenvolvimento de sistemas de gerenciamento para microrredes, fornecendo uma plataforma única para controle, proteção e gerenciamento energético de microrredes. A Figura 3.8 apresenta uma visão geral do sistema de gerenciamento de microrredes proposto nesse projeto [92]. Mais detalhes podem ser obtidos em [92, 96].

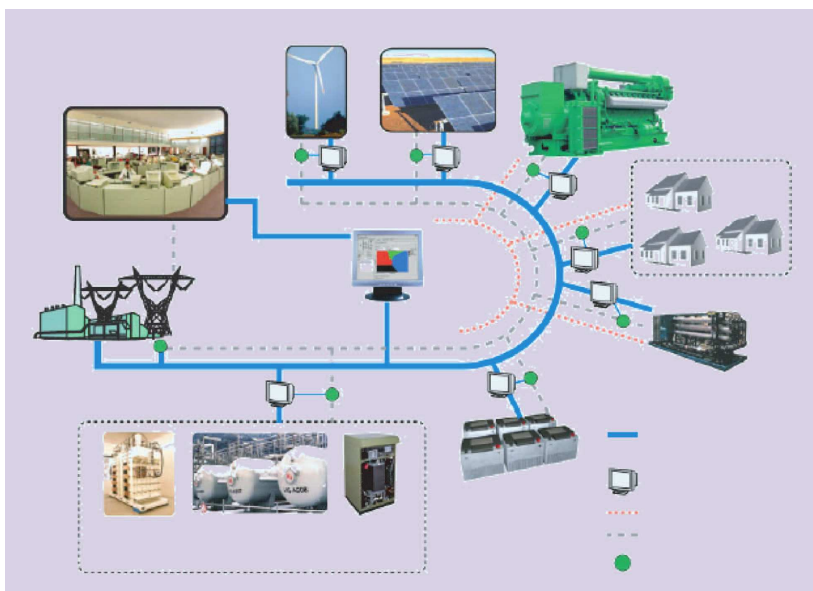


Figura 3.8 – Sistema de gerenciamento de microrredes proposto pela *GE Global Research*.

3.6.3 Atividades de pesquisa e desenvolvimento no Japão

Até o ano de 2007 o Japão era o líder mundial em projetos de demonstração de microrredes. Isso se deve ao fato de o governo ja-

ponês ter definido metas para o crescimento da contribuição de fontes renováveis, tais como eólica e fotovoltaica, no suprimento de energia no país. Entretanto, a integração massiva desses tipos de fontes poderia levar à degradação dos excelentes índices de qualidade e confiabilidade do sistema elétrico japonês. Uma alternativa para contornar esses efeitos adversos da integração de fontes renováveis é a adoção do conceito de microrredes [92]. Dessa forma, explica-se o interesse do governo japonês pelas pesquisas nessa área.

No Japão, as iniciativas de P&D em microrredes ficaram a cargo do *New Energy and Industrial Technology Development Organization* (NEDO), órgão de fomento à pesquisa vinculado ao Ministério da Economia, Comércio e Indústria. No ano de 2003 o NEDO iniciou três projetos de demonstração de microrredes [92]:

- *Projeto Aomori*: Essa microrrede entrou em operação em outubro de 2005 e foi submetida a testes de confiabilidade, qualidade de energia, efetividade de custos e emissão de gases causadores do efeito estufa, até março de 2008;
- *Projeto Aichi*: Essa foi a primeira microrrede desenvolvida pelo NEDO. Entrou em operação em março de 2005. No ano de 2006 foi transferida para o aeroporto *Central Japan* e entrou novamente em operação no início de 2007. Sua principal característica é a utilização de duas células a combustível em seu sistema de geração, em conjunto com uma unidade fotovoltaica de 330 kW e uma bateria de 500 kWh;
- *Projeto Kyoto*: Essa microrrede, instalada na cidade de Kyoto, cobre uma região de 40 km² e entrou em operação em dezembro de 2005. É composta por uma unidade fotovoltaica de 50 kW, turbinas eólicas totalizando 50 kW, 5 geradores de combustão interna (combustível: biogás) de 80 kW cada, uma célula de combustível de 250 kW e um banco de baterias de 100 kWh.

Mais detalhes sobre esses e outros projetos desenvolvidos no Japão podem ser obtidos em [92].

3.6.4 Atividades de pesquisa e desenvolvimento no Canadá

Os projetos de P&D no Canadá são dedicados a microrredes em MT. A maior parte dos projetos foi iniciada em universidades ou como parte do programa *Decentralized Energy Production* gerenciado pelo

CANMET Energy Technology and Innovation. Esses projetos estão focados basicamente em [92]:

- Desenvolvimentos de ferramentas para análise do desempenho de RED e das microrredes que os abrigam, em vários modos de operação, tanto em regime permanente quanto dinâmico;
- Estratégias de proteção e controle para modo de operação isolada;
- Desenvolvimento de estratégias de proteção e controle para RED conectados à rede por meio de conversores baseados em eletrônica de potência;
- Desenvolvimento de estratégias de compartilhamento de carga e gerenciamento energético de microrredes;
- Investigação de fenômenos dinâmicos resultantes do ilhamento e resincronização das microrredes;
- Desenvolvimento de métodos de detecção de ilhamento.

Mais detalhes sobre os projetos de P&D em microrredes no Canadá, bem como uma breve descrição de algumas microrredes experimentais lá implementadas, podem ser obtidos em [92].

3.6.5 Atividades de pesquisa e desenvolvimento no Brasil

No Brasil, as atividades de pesquisa e desenvolvimentos em microrredes ainda estão em uma fase bastante incipiente e, até o momento, não se tem conhecimento da existência de microrredes experimentais em funcionamento no país. Exemplos de projetos de P&D em microrredes que estão sendo executados atualmente na Universidade Federal de Santa Catarina são:

- Desenvolvimento e implantação de estratégias de controle para o gerenciamento de energia e integração de sistemas de geração distribuída em microrredes inteligentes;
- Microrrede em corrente contínua;
- Estudos dos impactos da inserção de microrredes e microgeração em sistemas de distribuição.

3.7 Conclusões

Este capítulo apresenta uma visão geral do conceito de microrredes bem como algumas questões técnicas relacionadas à sua operação. São descritas também algumas filosofias de controle bem como as características de regime permanente de algumas das principais estratégias de controle de microfones utilizadas tanto para a operação em modo interligado quanto para modo isolado. Detalhes relativos às estruturas de controle utilizadas neste trabalho bem como a metodologia de ajuste dos parâmetros dos controladores serão apresentados no Capítulo 5.

A partir da leitura desse capítulo fica evidente que ainda existem diversos fatores técnicos e econômicos que necessitam ser mais bem estudados, de forma a possibilitar a utilização de microrredes em larga escala. Outra questão a ser ressaltada é que, apesar de as pesquisas em microrredes já durarem mais de 10 anos, a aplicação em escala comercial dessas redes ainda está distante de acontecer. Os principais motivos da demora para as microrredes saírem das aplicações em laboratório para aplicações comerciais em larga escala são apresentados em [97].

Este trabalho tem como um dos objetivos o desenvolvimento de ferramentas para análise de estabilidade a pequenas perturbações e projeto de controladores para aplicação em microrredes, visando a fornecer contribuições ao desenvolvimento de ferramentas para a análise desse tipo de rede. Para tanto, é apresentada no próximo capítulo uma metodologia para a sistematização do desenvolvimento de um modelo linearizado para a microrrede. O modelo que será apresentado pode ser de grande utilidade para a análise do comportamento dinâmico de microrredes, estudos de estabilidade a pequenas perturbações e também para projeto de controladores locais para as microfones.

4 MODELAGEM MATEMÁTICA DA MICRORREDE

4.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é apresentar a modelagem matemática das microfones, dos controladores das microfones, das cargas e da rede elétrica. Estes modelos são derivados individualmente e depois agrupados em um único modelo, que se constitui no modelo completo da microrrede. Todos os modelos aqui desenvolvidos são então linearizados, uma vez que o objetivo é a formulação das equações de estado da microrrede para a utilização em estudos de estabilidade a pequenas perturbações, bem como no projeto dos controladores das microfones.

O termo *estabilidade a pequenas perturbações* está relacionado à capacidade de um sistema elétrico em manter sua estabilidade quando sujeito a pequenas perturbações. Uma perturbação é considerada pequena se o sistema, linearizado em torno de um ponto de equilíbrio, ainda representa adequadamente o comportamento dinâmico do sistema não linear original frente a essa perturbação [98].

O estudo de estabilidade e pequenas perturbações de sistemas de potência de grande porte requer a representação do comportamento dinâmico (conjunto de equações diferenciais) das máquinas síncronas e seus respectivos controles, das turbinas e das cargas. A dinâmica do estator da máquina síncrona e da rede elétrica (dinâmicas rápidas) podem ser desprezadas. Dessa forma, a rede elétrica é representada por um conjunto de equações algébricas. Para estudos de estabilidade a pequenas perturbações, o conjunto de equações algébrico-diferenciais do sistema é linearizado em torno de um ponto de operação (obtido como resultado de um estudo de fluxo de potência) [98].

Em algumas configurações de microrredes, a hipótese clássica de que a dinâmica da rede e do estator da máquina síncrona podem ser desprezadas deixa de ter validade. Isso se deve ao fato de que a grande maioria das microfones são conectadas por intermédio de conversores estáticos, cujas dinâmicas próprias e tempos de resposta são muito rápidos. A dinâmica das máquinas síncronas utilizadas nesses sistemas é também rápida, uma vez que essas máquinas são de pequeno porte e, por consequência, suas inércias são bastante reduzidas. Nesses casos, a dinâmica da rede elétrica pode ter um impacto significativo sobre o comportamento dinâmico da microrrede, devendo então ser também modelada [99–102]. Entretanto, conforme provado em [103], em microrredes que contêm somente microfones conectadas à rede por

meio de VSIs com filtro de saída do tipo L e sem a presença de cargas com características ressonantes, a dinâmica da rede elétrica pode ser desprezada.

Em [99, 102] é realizado um estudo de estabilidade a pequenas perturbações de microrredes contendo fontes convencionais e não convencionais, isto é, fontes conectadas à rede via conversores estáticos e máquinas síncronas conectadas diretamente à rede. Apesar de ser um trabalho bastante completo, os resultados obtidos são de difícil aplicação para outras configurações de microrredes. Isso se deve ao fato de a metodologia utilizada para modelagem não definir modelos-padrão para as microfones, controladores das microfones, cargas e rede elétrica, o que dificulta a extensão da metodologia proposta para outros tipos de fontes e/ou topologias da rede elétrica.

O trabalho relatado em [100, 101] também trata da modelagem de microrredes para aplicação em problemas de estabilidade a pequenas perturbações. Os autores consideram igualmente a dinâmica da rede elétrica bem como as dinâmicas rápidas dos conversores estáticos e controladores. Entretanto, apesar da tentativa de estabelecer uma metodologia para a modelagem da microrrede, ainda ficam faltando alguns detalhes, como por exemplo uma metodologia bem definida para a modelagem da rede elétrica. Em [104] é realizada a análise do desempenho dinâmico de controladores de microfones com aplicações à microrredes. Os modelos linearizados apresentados pelos autores são dedicados ao caso em estudo no artigo e são de difícil aplicação a outras configurações de microrredes.

Em [105] é apresentado um estudo detalhado do problema de controle de microfones para aplicação em microrredes. Entretanto, detalhes do processo de elaboração do modelo linearizado da microrrede não são apresentados, o que dificulta a aplicação da metodologia utilizada pelo autor a outros sistemas.

Apesar dos diversos trabalhos já publicados na área de modelagem de microrredes aplicada ao problema de estabilidade a pequenas perturbações, ainda há necessidade do desenvolvimento de uma metodologia de modelagem modular que permita a representação de diversos tipos de componentes, bem como a junção desses modelos para a formação do modelo completo da microrrede sem que seja necessário o desenvolvimento de todo o modelo toda vez que seja necessária a representação de um novo componente.

Dessa forma, o objetivo desse capítulo é apresentar uma metodologia sistemática para o desenvolvimento de um modelo linearizado para microrredes que possibilite a realização de estudos de estabilidade

a pequenas perturbações, bem como o projeto de controladores para as microfones. Neste trabalho opta-se por considerar um único tipo de microfonte, ou seja, aquelas conectadas à rede via VSIs. As fontes primárias, nesse caso, são representadas por fontes de tensão CC ideais, ou seja, suas dinâmicas são desprezadas (lembrando que as fontes primárias estão conectadas ao barramento CC dos VSIs).

4.2 Estratégia Modular de Modelagem dos Componentes de uma Microrrede

Neste trabalho, as equações de estado da microrrede são derivadas de forma modular, de modo que os modelos dinâmicos de cada componente da microrrede podem ser derivados individualmente, conforme já realizado em [106, 107]. Os componentes que serão modelados são: (i) VSIs com filtro de saída *LCL*; (ii) controladores dos VSIs; (iii) cargas; (iv) rede elétrica. A utilização dessa técnica modular de modelagem permite que o modelo completo da microrrede seja então derivado a partir das relações entre entradas e saídas de cada componente do sistema, conforme representado na Figura 4.1.

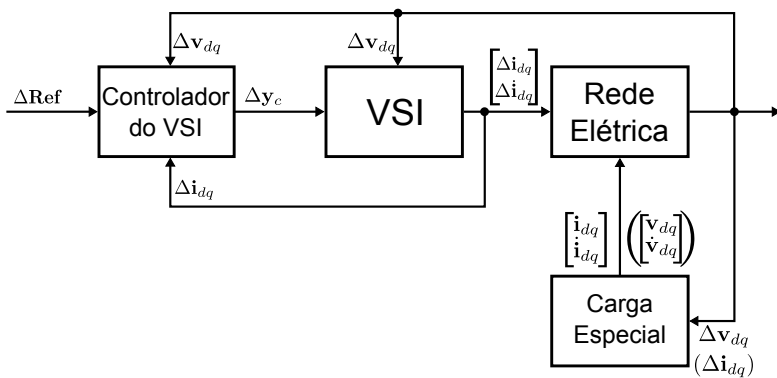


Figura 4.1 – Relação entrada/saída entre os modelos do VSI, do controlador do VSI, da carga especial e da rede elétrica.

Para propiciar a integração dos modelos dos VSIs e das cargas especiais com o modelo da rede elétrica, os vetores de saída desses modelos devem conter tanto as suas componentes de eixos *d* e *q* da corrente de saída (ou da tensão terminal) quanto as suas derivadas de primeira ordem. A explicação para a inclusão dessas derivadas nas equações de

saídas dos modelos dos VSIs e das cargas especiais é apresentada na Seção 4.3.

Todos os modelos utilizados neste trabalho são derivados no sistema de referência $dq0$. A convenção aqui utilizada para a transformação $dq0$ assume que o eixo em quadratura está adiantado em relação ao eixo direto, conforme representado na Figura 4.2. Essa transformação também mantém a correspondência um-para-um entre os valores de pico das correntes e tensões, tanto no sistema de referência abc quanto no sistema $dq0$ [98]. Considera-se também que a microrrede opera de forma balanceada tanto em modo interligado quanto em modo isolado. Dessa forma, as componentes de eixo 0 são nulas e, portanto, podem ser omitidas dos modelos.

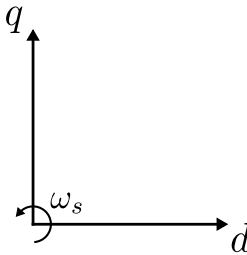


Figura 4.2 – Sistema de referência dq .

4.3 Modelo Linearizado da Rede Elétrica

O problema de modelagem de redes elétricas lineares foi extensivamente estudado na área de simulação computacional de circuitos elétricos e eletrônicos [108, 109]. A metodologia utilizada neste trabalho para derivar as equações dinâmicas da rede elétrica no sistema de referência dq é baseada em [106, 108–110].

Para a representação da rede elétrica, assume-se que cada linha ou transformador pode ser representado por ramos RL série. O “nó infinito” – representando a rede principal de forma equivalente (e ideal) quando a microrrede opera em modo interligado – é modelado como uma fonte trifásica ideal de tensão. Para fins de modelagem da rede elétrica, cada VSI é representado como uma fonte de corrente conectada ao nó ao qual o VSI está conectado. As cargas são representadas por circuitos RL série ou circuitos RC paralelos conectados à terra, mas outros modelos dinâmicos de cargas também podem ser utilizados.

Antes de proceder à formulação das equações de estado da rede elétrica faz-se necessária uma breve introdução à Teoria dos Grafos, bem como sua aplicação aos estudos de redes elétricas.

4.3.1 Definições básicas de Teoria dos Grafos

Nesta seção são apresentadas algumas definições básicas de Teoria dos Grafos, fundamentais para a formulação do modelo matemático da rede elétrica.

Definição 1 Um **grafo** $G(V, E)$ é definido como um conjunto de objetos $V = \{v_1, v_2, \dots\}$ chamados *vértices* (ou *nós*) e outro conjunto $E = \{e_1, e_2, \dots\}$ cujos elementos são chamados de *arestas*. Cada aresta e_k é identificada por um par não ordenado de vértices (v_i, v_j) . Os vértices v_i e v_j associados à aresta e_k são chamados de *vértices terminais* de e_k . Um grafo é dito *conexo* se, para quaisquer que sejam os vértices distintos v_i e v_j , existe sempre um caminho que os une [111].

Definição 2 Um **grafo orientado** $G(V, E)$ é um grafo convencional cuja aresta e_k é identificada por um **par ordenado** de vértices (v_i, v_j) , indicando a orientação de e_k [111].

Definição 3 A **árvore** é um subgrafo conexo, ou seja, um subconjunto de vértices e arestas de um grafo conexo que não forma caminhos fechados [111].

Definição 4 Uma **co-árvore** é o grafo formado por todas as arestas que não pertencem à árvore [111].

Definição 5 A **matriz de incidência completa** \mathbf{A}_a é uma forma de representação matricial de um grafo com $n+1$ vértices e b arestas. Essa matriz armazena informações relativas à orientação das arestas, bem como seus respectivos vértices terminais. \mathbf{A}_a possui dimensão $(n+1) \times b$ [112]. Os elementos a_{ij} de \mathbf{A}_a são definidos como:

- $a_{ij} = +1$, se a orientação da aresta j for saindo do vértice i ;
- $a_{ij} = -1$, se a orientação da aresta j for entrando do vértice i ;
- $a_{ij} = 0$, se a aresta j não incidir sobre o vértice i .

Definição 6 Em um grafo conexo G , um **circuito** (ou **laço**) é qualquer subgrafo conexo tal que duas, e apenas duas, arestas incidem em cada nó, formando uma trajetória fechada [111].

Definição 7 A *matriz de circuitos* (ou *matriz de laços*) $\mathbf{B} = [b_{ij}]$ é definida como a representação matricial dos circuitos de um determinado grafo G [111]. Os elementos b_{ij} de \mathbf{B} são definidos como:

- $b_{ij} = +1$, se a aresta j pertencer ao circuito i e suas orientações forem as mesmas;
- $b_{ij} = -1$, se a aresta j pertencer ao circuito i e suas orientações forem opostas;
- $b_{ij} = 0$, se a aresta j não pertencer ao circuito i .

Definição 8 Em um grafo conexo G , um *conjunto de corte* é um conjunto de arestas que, se removidas de G , tornam G desconexo. Se todos os conjuntos de corte de G são removidos, exceto um, o grafo se mantém conexo [111].

Definição 9 A *matriz de conjuntos de corte* $\mathbf{C} = [c_{ij}]$ é definida como a representação matricial dos conjuntos de corte de um determinado grafo G [111]. Os elementos c_{ij} de \mathbf{C} são definidos como:

- $c_{ij} = +1$, se a aresta j pertencer ao corte i e suas orientações forem as mesmas;
- $c_{ij} = -1$, se a aresta j pertencer ao corte i e suas orientações forem opostas;
- $c_{ij} = 0$, se a aresta j não pertencer ao corte i .

4.3.2 Leis de Kirchhoff - Formulação via Teoria dos Grafos

A utilização da Teoria dos Grafos na análise de redes elétricas permite a sistematização do processo de elaboração das equações da rede. Dessa forma, é possível definir um procedimento único para a formulação das equações da rede, facilitando inclusive a implementação computacional de algoritmos para a análise desse tipo de redes [111].

4.3.2.1 Primeira forma matricial da Lei de Kirchhoff das Correntes

A *Primeira Lei de Kirchhoff*, também conhecida como *Lei de Kirchhoff das Correntes*, é enunciada conforme segue.

Definição 10 Em cada nó u de uma rede, a cada instante de tempo, a soma algébrica das correntes é zero, ou seja:

$$\sum_{j=1}^{b_v} i_j(t) = 0, v = 1, 2, \dots, n+1 \quad (4.1)$$

onde b_v representa o número total de elementos conectados ao nó v e $n+1$ é o número total de nós.

Em notação matricial, a Lei de Kirchhoff das Correntes pode ser representada por:

$$\mathbf{A}_a \mathbf{i} = \mathbf{0} \quad (4.2)$$

onde \mathbf{A}_a é a matriz de incidência nós-ramos completa e \mathbf{i} é o vetor das correntes nos ramos da rede.

Entretanto, a soma dos elementos de cada coluna de \mathbf{A}_a é nula, ou seja, pelo menos uma das colunas dessa matriz pode ser escrita como combinação linear das demais colunas. O mesmo se aplica à Lei de Kirchhoff das Correntes: pelo menos uma das equações de corrente será combinação linear das demais equações. Surge então a questão: em quantos nós do circuito é possível escrever equações de corrente independentes? A resposta para essa questão é que, para cada circuito é possível escrever um máximo de n equações de corrente linearmente independentes, onde n é o número de nós da rede menos um [109, 111]. Geralmente elimina-se o nó de referência e redefine-se a matriz de incidência nós-ramos (agora chamada de *matriz de incidência nós-ramos reduzida*) sem a presença do nó de referência. Nesse caso, a forma matricial das equações de corrente é dada por:

$$\mathbf{A} \mathbf{i} = \mathbf{0} \quad (4.3)$$

onde \mathbf{A} é a matriz de incidência nós-ramos reduzida e \mathbf{i} é o vetor das correntes nos ramos da rede. Entretanto, ainda assim é possível que algumas colunas de \mathbf{A} sejam linearmente dependentes de outras colunas. Particionando-se a matriz \mathbf{A} na forma

$$\mathbf{A} = [\mathbf{A}_\tau \quad \mathbf{A}_l] \quad (4.4)$$

onde \mathbf{A}_τ corresponde às arestas que pertencem à árvore e \mathbf{A}_l corresponde às arestas que pertencem à co-árvore do grafo da rede. Em [109] é provado que as correntes relativas às arestas pertencentes à co-árvore podem ser escritas como combinação linear das correntes relativas às arestas pertencentes à árvore. A equação (4.3) representa a *Primeira*

Forma Matricial da Lei de Kirchhoff das Correntes.

4.3.2.2 Primeira forma matricial da Lei de Kirchhoff das Tensões

A *Segunda Lei de Kirchhoff*, também conhecida como *Lei de Kirchhoff das Tensões*, é enunciada conforme segue.

Definição 11 *Em cada nó v de uma rede, a cada instante de tempo, a soma algébrica das tensões sobre os elementos é zero, ou seja:*

$$\sum_{j=1}^{b_e} v_j(t) = 0, \quad e = 1, 2, \dots, N_c \quad (4.5)$$

onde b_e representa o número total de arestas em um circuito e N_c é o número total de circuitos.

A soma algébrica representada por (4.5) é relativa a uma dada orientação dos circuitos do grafo. Como convenção, define-se tensões positivas para elementos associados a arestas cuja orientação é a mesma do circuito a qual pertence e tensões negativas para elementos associados a arestas cuja orientação é oposta à do circuito a qual pertence.

Considerando a matriz completa dos circuitos do grafo da rede, denotada por \mathbf{B}_a , é possível reescrever (4.5) de forma matricial, conforme segue:

$$\mathbf{B}_a \mathbf{v} = \mathbf{0} \quad (4.6)$$

onde \mathbf{v} é o vetor das tensões sobre os elementos da rede elétrica. Deve-se observar que o número de linhas de \mathbf{B}_a é igual ao número de circuitos, e que o número de colunas de \mathbf{B}_a é igual ao número de arestas do grafo da rede.

Da mesma forma que para o caso da Primeira Lei de Kirchhoff, a matriz \mathbf{B}_a possui algumas colunas que são linearmente dependentes das outras colunas. Portanto, torna-se necessário definir um conjunto linearmente independente de colunas de \mathbf{B}_a de tal forma que as outras colunas possam ser escritas como combinação linear desse linearmente independente. Para tanto, definem-se os *circuitos fundamentais* como sendo os *circuitos que contêm uma única ligação*. Não há um limite para o número de ramos em um circuito fundamental. Lembrando que, em um grafo com $n + 1$ nós e b arestas, existem n ramos e $b - n$ ligações. Portanto, existem $b - n$ circuitos fundamentais. A matriz que representa o conjunto de circuitos fundamentais é denotada por \mathbf{B}_f , a qual é uma submatriz de \mathbf{B}_a . A ordem de \mathbf{B}_f é $(b - n) \times b$ [108, 109].

A matriz \mathbf{B}_f pode ser particionada em duas submatrizes, \mathbf{B}_τ e \mathbf{B}_l , de forma que as colunas da primeira submatriz correspondam aos ramos e as colunas da segunda submatriz correspondem às ligações, conforme segue:

$$\mathbf{B}_f = \begin{matrix} & n & (b-n) \\ (b-n) & \left[\begin{array}{cc} \mathbf{B}_\tau & \mathbf{B}_l \end{array} \right] \end{matrix} \quad (4.7)$$

Deve-se notar que $\mathbf{B}_l = \mathbf{I}$ devido à definição de laço fundamental (somente uma ligação em cada laço fundamental). Portanto,

$$\mathbf{B}_f = [\mathbf{B}_\tau \quad \mathbf{I}] \quad (4.8)$$

onde \mathbf{I} é uma matriz identidade de ordem $(b - n)$.

A análise do posto da matriz \mathbf{B}_a indica que existem somente $b - n$ linhas linearmente independentes em \mathbf{B}_a [109]. Portanto, em um dado circuito, o número máximo de equações de tensão linearmente independentes é $b - n$. A Lei de Kirchhoff das Tensões pode ser expressa na forma de

$$\mathbf{B}_f \mathbf{v} = \mathbf{0}, \quad (4.9)$$

A equação (4.9) representa a *Primeira Forma Matricial da Lei de Kirchhoff das Tensões*.

4.3.2.3 Segunda forma matricial das Leis de Kirchhoff

Outra forma de representação matricial das Leis de Kirchhoff é derivada a partir do conceito de *conjuntos de corte*. Define-se \mathbf{Q}_a como sendo a matriz completa dos conjuntos de corte de um grafo de rede. O número de linhas de \mathbf{Q}_a é igual ao número de conjuntos de corte e o número de colunas é igual ao número de arestas do grafo da rede.

A matriz \mathbf{Q}_a é uma maneira de descrever completamente a topologia de uma rede elétrica, ou seja, um equivalente numérico de um grafo. O termo *completo* na definição dessa matriz significa que todos os conjuntos de corte do grafo são representados. Entretanto, nem todos os conjuntos de corte de um grafo são independentes.

Define-se um *conjunto de corte fundamental* como um conjunto de corte que contém um único ramo da árvore do grafo da rede. O número máximo de ligações em um conjunto de corte fundamental é ilimitado por definição. Em um grafo com b arestas e $n + 1$ nós existem n ramos e, como consequência, n conjuntos de corte fundamentais. A matriz que representa os conjuntos de corte fundamentais é denotada por \mathbf{Q}_f , a qual é uma submatriz de \mathbf{Q}_a . A ordem de \mathbf{Q}_f é $n \times b$.

A matriz \mathbf{Q}_f pode ser particionada em duas submatrizes, \mathbf{Q}_τ e \mathbf{Q}_l , de forma que as colunas da primeira submatriz correspondam aos ramos e as colunas da segunda submatriz correspondem às ligações do grafo da rede, conforme segue:

$$\mathbf{Q}_f = \begin{matrix} & n & (b-n) \\ n & \left[\begin{array}{cc} \mathbf{Q}_\tau & \mathbf{Q}_l \end{array} \right] \end{matrix} \quad (4.10)$$

Deve-se notar que $\mathbf{Q}_\tau = \mathbf{I}$ devido à definição de conjunto de corte fundamental (somente um ramo em cada conjunto de corte fundamental). Portanto,

$$\mathbf{Q}_f = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{Q}_l \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

onde \mathbf{I} é uma matriz identidade de ordem n .

Conforme provado matematicamente em [109], a igualdade

$$\mathbf{Q}_a \mathbf{B}_a^t = \mathbf{0} \quad (4.12)$$

é válida e, portanto, a igualdade

$$\mathbf{Q}_f \mathbf{B}_f^t = \mathbf{0} \quad (4.13)$$

também é. Particionando as matrizes \mathbf{B}_f e \mathbf{Q}_f de acordo com (4.8) e (4.11), respectivamente, (4.13) é reescrita como:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{Q}_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{B}_\tau^t \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (4.14)$$

ou

$$\mathbf{B}_\tau^t = -\mathbf{Q}_l \quad (4.15)$$

Sabendo que a matriz de incidência reduzida pode ser particionada como

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_\tau & \mathbf{A}_l \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

e que as seguintes relações são válidas

$$\mathbf{Q}_l = \mathbf{A}_\tau^{-1} \mathbf{A}_l \text{ e } \mathbf{B}_\tau^t = -\mathbf{A}_\tau^{-1} \mathbf{A}_l.$$

pode-se provar que as colunas de \mathbf{Q}_f são combinações lineares das linhas de \mathbf{A} [109]. Consequentemente, se o sistema de equações $\mathbf{A}\mathbf{i} = \mathbf{0}$ representa um conjunto de n equações da Lei de Kirchhoff das Correntes, o conjunto de n equações linearmente independentes dado por

$$\mathbf{Q}_f \mathbf{i} = \mathbf{0} \quad (4.17)$$

também representa a Lei de Kirchhoff das Correntes. Portanto, para uma determinada escolha de árvore, particionando a matriz \mathbf{Q}_f e o vetor \mathbf{i} com relação aos ramos e às ligações, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{Q}_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_\tau \\ \mathbf{i}_l \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (4.18)$$

ou

$$\mathbf{i}_\tau = -\mathbf{Q}_l \mathbf{i}_l \quad (4.19)$$

onde \mathbf{i}_τ é o vetor das correntes nos ramos e \mathbf{i}_l é o vetor das correntes nas ligações. Portanto, as correntes nos ramos podem ser determinadas como uma combinação linear das correntes nas ligações. A equação (4.19) é também conhecida como a *Segunda Forma Matricial da Lei de Kirchhoff das Correntes*.

Para a mesma árvore definida para as equações da Lei de Kirchhoff das Correntes, particionando a matriz \mathbf{B}_f e o vetor \mathbf{v} com relação aos ramos e às ligações, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{B}_\tau & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\tau \\ \mathbf{v}_l \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (4.20)$$

ou

$$\mathbf{v}_l = -\mathbf{B}_\tau \mathbf{v}_\tau = \mathbf{Q}_l^t \mathbf{v}_\tau \quad (4.21)$$

onde \mathbf{v}_τ é o vetor das tensões dos ramos e \mathbf{v}_l é o vetor das tensões das ligações. Portanto, as tensões das ligações podem ser determinadas como uma combinação linear das tensões dos ramos. A equação (4.21) é também conhecida como a *Segunda Forma Matricial da Lei de Kirchhoff das Tensões*.

4.3.3 Formulação das equações de estado da rede elétrica

O primeiro passo na formulação das equações de estado da rede elétrica é a aplicação das Leis de Kirchhoff. Para isso, é necessário definir uma árvore a partir do grafo da rede. Entretanto, os elementos que compõem a árvore, bem como os elementos que formam as ligações, não podem ser escolhidos aleatoriamente. Isso se deve ao fato de que é necessário preservar na forma final das equações de estado as variáveis de estado (tensões nos capacitores e correntes nos indutores) e os sinais de excitação da rede (tensão das fontes de tensão e correntes das fontes de corrente) [108–110].

Na Subseção 4.3.2 foi demonstrado que todas as tensões nos

elementos da rede podem ser expressas como combinação linear das tensões dos ramos da árvore e que todas as correntes podem ser expressas como combinação linear das correntes das ligações. Se nas equações de estados da rede elétrica deseja-se preservar a tensão em uma fonte independente de tensão (seu valor é previamente conhecido e não pode ser determinado a partir de uma combinação linear de outras tensões), não se deve incluir a aresta correspondente à fonte de tensão no conjunto das ligações pois, caso contrário, esse valor de tensão seria expresso em função das tensões relacionadas aos ramos do grafo da rede. Portanto, as arestas correspondentes às fontes de tensão devem pertencer à árvore do grafo da rede.

De maneira análoga, se se desejam preservar os valores de corrente das fontes de corrente (os quais são conhecidos e não podem ser determinados a partir de combinações lineares de outros valores de corrente), não se deve incluir a aresta correspondente à fonte de corrente na árvore pois, caso contrário, esse valor seria expresso como uma combinação linear das correntes das ligações do grafo da rede. Portanto, as arestas correspondentes às fontes de corrente devem pertencer à co-árvore. Para que as tensões nos capacitores sejam preservadas como variáveis de estado do modelo da rede, as arestas correspondentes aos capacitores devem fazer parte da árvore. A existência de circuitos formados exclusivamente por capacitores ou por capacitores e fontes de tensão elimina a possibilidade de inclusão de todos os capacitores na árvore, uma vez que, por definição, uma árvore não contém circuitos. Como consequência, a única possibilidade, nestes casos, é alocar arestas associadas aos capacitores na co-árvore. Nesses casos, a tensão inicial do capacitor será uma condição inicial dependente (determinada a partir das condições iniciais dos outros capacitores e das fontes de tensão que formam o circuito) e, portanto, a tensão em um capacitor pertencente à co-árvore não será uma variável de estado do modelo da rede. Também deseja-se que as correntes nos indutores sejam mantidas como variáveis de estado do modelo da rede e, portanto, as arestas correspondentes aos indutores devem pertencer à co-árvore. A existência de conjuntos de corte formados somente por indutores ou por indutores e fontes de corrente elimina a possibilidade de inclusão de todos os indutores do conjunto de corte na co-árvore. Como consequência, a única possibilidade, nestes casos, é alocar arestas associadas aos indutores na árvore. Nesses casos, a corrente inicial do indutor será uma condição inicial dependente (determinada a partir das condições iniciais dos outros indutores e das fontes de corrente que formam o conjunto de corte) e, portanto, a corrente em um indutor pertencente à árvore não será

uma variável de estado do modelo da rede.

Define-se uma *árvore normal* (ou *árvore própria*) como uma árvore contendo como ramos todas as fontes de tensão, o maior número possível de capacitores, o menor número possível de indutores e nenhuma fonte de corrente [108–110]. Para tanto, os elementos da rede são classificados conforme apresentado na Tabela 1.

Tabela 1 – Classificação dos elementos da rede

Ramos (τ)	Ligações (l)
Fontes de tensão (E_τ)	Capacitores das ligações (C_l)
Capacitores dos ramos (C_τ)	Resistores das ligações (R_l)
Resistores dos ramos (R_τ)	Indutores das ligações (L_l)
Indutores dos ramos (L_τ)	Fontes de corrente (J_l)

Isso significa que, para construir uma árvore normal, deve-se primeiramente alocar as fontes de tensão no conjunto de ramos, as fontes de corrente no conjunto de ligações do grafo da rede, o maior número possível de capacitores no conjunto dos ramos, o maior número possível de indutores no conjunto das ligações e, finalmente, incluir resistores na árvore de forma a incluir todos os nós.

A relação entre tensões e correntes nos resistores é linear e não envolve equações diferenciais. Portanto, os resistores não têm influência sobre a escolha das variáveis de estado da rede elétrica. Dessa forma, é possível associar os elementos resistivos aos elementos capacitivos e indutivos aos quais eles estão conectados. Sendo assim, neste trabalho optou-se pela representação dos elementos capacitivos por circuitos RC paralelo e os ramos indutivos por circuitos RL série (os quais são muito comuns em redes elétricas), conforme proposto em [106]. Redefine-se então a classificação dos elementos da rede conforme apresentado na Tabela 2.

Tabela 2 – Classificação modificada dos elementos da rede

Ramos (τ)	Ligações (l)
Fontes de tensão (E_τ)	Circuitos RC paralelo das ligações (RC_l)
Circuitos RC paralelo dos ramos (RC_τ)	Circuitos RL série das ligações (RL_l)
Circuitos RL série dos ramos (RL_τ)	Fontes de corrente (J_l)

Uma vez definida uma árvore normal para o grafo da rede aplica-se então a *Lei de Kirchhoff das Correntes* aos conjuntos de corte fun-

damentais associados a cada variável de estado, conforme segue:

$$\mathbf{Q}_f \mathbf{i} = \mathbf{0} \quad (4.22)$$

onde:

$$\mathbf{Q}_f = \left[\begin{array}{ccc|ccc} E_\tau & RC_\tau & RL_\tau & J_l & RL_l & RC_l \\ \mathbf{I}_{E_\tau} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{F}_{11} & \mathbf{F}_{12} & \mathbf{F}_{13} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_{RC_\tau} & \mathbf{0} & \mathbf{F}_{21} & \mathbf{F}_{22} & \mathbf{F}_{23} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I}_{RL_\tau} & \mathbf{F}_{31} & \mathbf{F}_{32} & \mathbf{F}_{33} \end{array} \right] \text{ e } \mathbf{i} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{E_\tau} \\ \mathbf{i}_{RC_\tau} \\ \mathbf{i}_{RL_\tau} \\ \mathbf{i}_{J_l} \\ \mathbf{i}_{RL_l} \\ \mathbf{i}_{RC_l} \end{bmatrix}.$$

Os subscritos τ e l referem-se aos ramos e às ligações, respectivamente. Os elementos das submatrizes \mathbf{F}_{ij} são 0 ou ± 1 , dependendo da incidência das arestas nos conjuntos de corte fundamentais ou circuitos. A matriz \mathbf{Q} é obtida reduzindo a matriz de incidência barras-ramos à forma escalonada reduzida por linhas (operação que também fornece como resultado as arestas pertencentes à árvore e à co-árvore) [109].

Aplicando a *Lei de Kirchhoff das Tensões* aos circuitos fundamentais de cada ramo associado a uma variável de estado, tem-se:

$$\mathbf{B}_f \mathbf{v} = \mathbf{0} \quad (4.23)$$

onde:

$$\mathbf{B}_f = \left[\begin{array}{ccc|ccc} E_\tau & RC_\tau & RL_\tau & J_l & RL_l & RC_l \\ -\mathbf{F}_{11}^t & -\mathbf{F}_{21}^t & -\mathbf{F}_{31}^t & \mathbf{I}_{J_l} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{F}_{12}^t & -\mathbf{F}_{22}^t & -\mathbf{F}_{32}^t & \mathbf{0} & \mathbf{I}_{RL_l} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{F}_{13}^t & -\mathbf{F}_{23}^t & -\mathbf{F}_{33}^t & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I}_{RC_l} \end{array} \right] \text{ e } \mathbf{v} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{E_\tau} \\ \mathbf{v}_{RC_\tau} \\ \mathbf{v}_{RL_\tau} \\ \mathbf{v}_{J_l} \\ \mathbf{v}_{RL_l} \\ \mathbf{v}_{RC_l} \end{bmatrix}.$$

Até o momento, todos os resultados apresentados estão relacionados exclusivamente à topologia da rede. Entretanto, é necessário adaptar as equações até aqui desenvolvidas para expressar as relações matemáticas (que representam o comportamento físico da rede elétrica) de forma a representar as relações entre as variáveis de eixos d e q que caracterizam o comportamento físico dos circuitos RC paralelo e RL série. As equações dos conjuntos de corte fundamentais e laços fundamentais de uma rede trifásica representada no sistema de referência dq são obtidas substituindo os elementos das matrizes \mathbf{B}_f e \mathbf{Q}_f , conforme segue:

- Substituir os elementos $b_{ij} = 0$ e $q_{ij} = 0$ por uma matriz nula de ordem 2;
- Substituir os elementos $b_{ij} = 1$ e $q_{ij} = 1$ por uma matriz identidade de ordem 2;
- Substituir os elementos $b_{ij} = -1$ e $q_{ij} = -1$ pelo negativo de uma matriz identidade de ordem 2.

Para dar continuidade ao processo de obtenção das equações de estado da rede elétrica torna-se necessário definir o modelo matemático dos circuitos RC paralelo e RL série. A equação de estados que descreve o comportamento de um circuito RC paralelo é dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{RC}^d \\ \dot{i}_{RC}^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{v}_{RC}^d \\ \dot{v}_{RC}^q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R} & -\omega C \\ \omega C & \frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{RC}^d \\ v_{RC}^q \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

ou, de forma compacta:

$$\mathbf{i}_{RC} = \mathbf{C} \dot{\mathbf{v}}_{RC} + \mathbf{Q}_{RC} \mathbf{v}_{RC} \quad (4.25)$$

A equação de estados que descreve o comportamento de um circuito RL série é dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{RL}^d \\ \dot{v}_{RL}^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{RL}^d \\ \dot{i}_{RL}^q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{RL}^d \\ i_{RL}^q \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

ou, de forma compacta:

$$\mathbf{v}_{RL} = \mathbf{L} \dot{\mathbf{i}}_{RL} + \mathbf{Q}_{RL} \mathbf{i}_{RL} \quad (4.27)$$

A generalização de (4.25) e (4.27) para os elementos da árvore (τ) e das ligações (l) resulta em:

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{RC_\tau} = \mathbf{C}_\tau \dot{\mathbf{v}}_{RC_\tau} + \mathbf{Q}_{RC_\tau} \mathbf{v}_{RC_\tau} \\ \mathbf{i}_{RC_l} = \mathbf{C}_l \dot{\mathbf{v}}_{RC_l} + \mathbf{Q}_{RC_l} \mathbf{v}_{RC_l} \\ \mathbf{v}_{RL_\tau} = \mathbf{L}_\tau \dot{\mathbf{i}}_{RL_\tau} + \mathbf{Q}_{RL_\tau} \mathbf{i}_{RL_\tau} \\ \mathbf{v}_{RL_l} = \mathbf{L}_l \dot{\mathbf{i}}_{RL_l} + \mathbf{Q}_{RL_l} \mathbf{i}_{RL_l} \end{cases} \quad (4.28)$$

As equações de estado da rede são derivadas de (4.22), (4.23) e (4.28) escolhendo \mathbf{v}_{RC_τ} e \mathbf{i}_{RL_l} como variáveis de estado, conforme

segue:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C}_\tau & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{v}}_{RC_\tau} \\ \dot{\mathbf{i}}_{RL_l} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{RC_\tau} - \mathbf{Q}_{RC_\tau} \mathbf{v}_{RC_\tau} \\ \mathbf{v}_{RL_l} - \mathbf{Q}_{RL_l} \mathbf{i}_{RL_l} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Manipulando (4.29) de forma a expressar \mathbf{i}_{RC_τ} e \mathbf{v}_{RL_l} em função das variáveis de estado resulta em:

$$\dot{\mathbf{x}}_n = \mathbf{A}_n \mathbf{x}_n + \mathbf{B}_n \mathbf{u}_n + \mathbf{B}_{1n} \dot{\mathbf{u}}_n \quad (4.30)$$

onde $\mathbf{A}_n = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{A}$, $\mathbf{B}_n = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{B}$, $\mathbf{B}_{1n} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{B}_1$,

$$\begin{aligned} \mathbf{M} &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}_\tau + \mathbf{F}_{23} \mathbf{C}_l \mathbf{F}_{23}^t & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_l + \mathbf{F}_{32}^t \mathbf{L}_\tau \mathbf{F}_{32} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\mathbf{F}_{23} \mathbf{Q}_{RC_l} \mathbf{F}_{23}^t & -\mathbf{F}_{22} \\ \mathbf{F}_{22}^t & -\mathbf{Q}_{RL_l} - \mathbf{F}_{32}^t \mathbf{Q}_{RL_\tau} \mathbf{F}_{32} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} -\mathbf{F}_{23} \mathbf{Q}_{RC_l} \mathbf{F}_{13}^t & -\mathbf{F}_{21} \\ -\mathbf{F}_{12}^t & -\mathbf{F}_{32}^t \mathbf{Q}_{RL_\tau} \mathbf{F}_{31} \end{bmatrix} \text{ e} \\ \mathbf{B}_1 &= \begin{bmatrix} -\mathbf{F}_{23} \mathbf{C}_l \mathbf{F}_{13}^t & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{F}_{32}^t \mathbf{L}_\tau \mathbf{F}_{31} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

As saídas do modelo da rede elétrica no espaço de estados são as injeções de corrente das fontes de tensão (vetor \mathbf{i}_{E_τ}) e as tensões terminais das fontes de corrente (vetor \mathbf{v}_{J_l}). A equação resultante é dada por:

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{C} \mathbf{x}_n + \mathbf{C}_1 \dot{\mathbf{x}}_n + \mathbf{D}_n \mathbf{u}_n + \mathbf{D}_1 \dot{\mathbf{u}}_n \quad (4.31)$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} -\mathbf{F}_{13} \mathbf{Q}_{RC_l} \mathbf{F}_{23}^t & -\mathbf{F}_{12} \\ \mathbf{F}_{21}^t & -\mathbf{F}_{31} \mathbf{Q}_{RL_\tau} \mathbf{F}_{32} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_1 &= \begin{bmatrix} -\mathbf{F}_{13} \mathbf{C}_l \mathbf{F}_{23}^t & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{F}_{31}^t \mathbf{L}_\tau \mathbf{F}_{32} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{D} &= \begin{bmatrix} -\mathbf{F}_{13} \mathbf{Q}_{RC_l} \mathbf{F}_{13}^t & -\mathbf{F}_{11} \\ \mathbf{F}_{11}^t & -\mathbf{F}_{31}^t \mathbf{Q}_{RL_\tau} \mathbf{F}_{31} \end{bmatrix} \text{ e} \\ \mathbf{D}_1 &= \begin{bmatrix} -\mathbf{F}_{13} \mathbf{C}_l \mathbf{F}_{13}^t & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{F}_{31}^t \mathbf{L}_\tau \mathbf{F}_{31} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Substituindo (4.30) em (4.31) resulta em:

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{C}_n \mathbf{x}_n + \mathbf{D}_n \mathbf{u}_n + \mathbf{D}_{1n} \dot{\mathbf{u}}_n \quad (4.32)$$

onde:

$$\begin{cases} \mathbf{C}_n = \mathbf{C} + \mathbf{C}_1 \mathbf{A}_n \\ \mathbf{D}_n = \mathbf{D} + \mathbf{C}_1 \mathbf{B}_n \\ \mathbf{D}_{1n} = \mathbf{D}_1 + \mathbf{C}_1 \mathbf{B}_{1n} \end{cases}$$

A forma final do modelo linearizado da rede elétrica é obtida agrupando as entradas e suas respectivas derivadas de primeira ordem em um único vetor, conforme segue:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}_n &= \mathbf{A}_n \Delta \mathbf{x}_n + \mathbf{B}'_n \Delta \mathbf{u}'_n \\ \Delta \mathbf{y}_n &= \mathbf{C}_n \Delta \mathbf{x}_n + \mathbf{D}'_n \Delta \mathbf{u}'_n \end{aligned} \quad (4.33)$$

onde $\mathbf{u}'_n = [\mathbf{u}_n^t \quad \dot{\mathbf{u}}_n^t]^t$, $\mathbf{B}'_n = [\mathbf{B}_n \quad \mathbf{B}_{1n}]$ e $\mathbf{D}'_n = [\mathbf{D}_n \quad \mathbf{D}_{1n}]$.

A explicação para a derivada das entradas em (4.30) e (4.32) é o conceito de *redes degeneradas*. Uma rede é dita degenerada se satisfaz pelo menos uma das seguintes condições [110]:

1. A rede contém circuitos formados somente por capacitores e/ou fontes de tensão;
2. A rede contém conjuntos de corte formados somente por indutores e/ou fontes de corrente.

Tal fato é facilmente verificado analisando os termos que multiplicam o vetor das derivadas de primeira ordem das entradas ($\dot{\mathbf{u}}$) em (4.30) e (4.32) (\mathbf{B}_1 e \mathbf{D}_1 , respectivamente), dados por:

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_1 &= \begin{bmatrix} -\mathbf{F}_{23} \mathbf{C}_l \mathbf{F}_{13}^t & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{F}_{32}^t \mathbf{L}_\tau \mathbf{F}_{31} \end{bmatrix} \\ \mathbf{D}_1 &= \begin{bmatrix} -\mathbf{F}_{13} \mathbf{C}_l \mathbf{F}_{13}^t & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{F}_{31}^t \mathbf{L}_\tau \mathbf{F}_{31} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

É evidente que os termos \mathbf{B}_1 e \mathbf{D}_1 são nulos se, e somente se, não houver arestas referentes a circuitos *RC* no conjunto das ligações e arestas referentes a circuitos *RL* no conjunto de ramos do grafo da rede, ou seja, se a rede não for degenerada. Entretanto, a grande maioria das redes elétricas possui as características de redes degeneradas [110] e, portanto, deve-se encontrar uma maneira de tratar as derivadas das

entradas durante o processo de modelagem do sistema elétrico como um todo. Neste trabalho considera-se que as derivadas das entradas do modelo da rede podem ser expressas como combinações lineares dos estados dos elementos conectados à rede e, portanto, não é necessária a utilização de ferramentas matemáticas avançadas para a eliminação dessas derivadas das entradas [113].

4.4 Modelo Linearizado das Cargas

Neste trabalho, cargas com características capacitivas são representadas por circuitos RC paralelos conectados ao nó de referência. O modelo matemático desse tipo de carga é dado por [106]:

$$\begin{bmatrix} i_{rc}^d \\ i_{rc}^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{v}_{rc}^d \\ \dot{v}_{rc}^q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R} & -\omega C \\ \omega C & \frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rc}^d \\ v_{rc}^q \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

ou, de forma compacta:

$$\mathbf{i}_{rc} = \mathbf{C}\dot{\mathbf{v}}_{rc} + \mathbf{Q}_{rc}\mathbf{v}_{rc} \quad (4.35)$$

Cargas com características indutivas são representadas por circuitos RL série conectados ao nó de referência. O modelo matemático desse tipo de carga é dado por [106]:

$$\begin{bmatrix} v_{rl}^d \\ v_{rl}^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{rl}^d \\ \dot{i}_{rl}^q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rl}^d \\ i_{rl}^q \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

ou, de forma compacta:

$$\mathbf{v}_{rl} = \mathbf{L}\dot{\mathbf{i}}_{rl} + \mathbf{Q}_{rl}\mathbf{i}_{rl} \quad (4.37)$$

As cargas representadas por circuitos RC paralelo e circuitos RL série têm seus modelos matemáticos incorporados automaticamente ao modelo da rede elétrica, conforme descrito na Seção 4.3. Dessa forma, a modelagem desses tipos de cargas é contemplada automaticamente durante o processo de modelagem da rede elétrica.

A metodologia de modelagem adotada neste trabalho permite também a representação de outros modelos de carga. Tais modelos devem ser derivados na forma de:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{ld} &= \mathbf{A}_{ld}\Delta \mathbf{x}_{ld} + \mathbf{B}_{ld}\Delta \mathbf{u}_{ld} \\ \Delta \mathbf{y}_{ld} &= \mathbf{C}_{ld}\Delta \mathbf{x}_{ld} + \mathbf{D}_{ld}\Delta \mathbf{u}_{ld} \end{aligned} \quad (4.38)$$

onde \mathbf{x}_{ld} é o vetor de estados do modelo da carga, \mathbf{u}_{ld} é o vetor de entradas, \mathbf{A}_{ld} , \mathbf{B}_{ld} , \mathbf{C}_{ld} e \mathbf{D}_{ld} são as matrizes do modelo linearizado no espaço de estados e \mathbf{y}_{ld} deve ser ou a tensão terminal da carga ou sua injeção de corrente no ponto de conexão com a rede, bem como a sua derivada, de forma a possibilitar a integração desse modelo com o modelo da rede elétrica.

4.5 Modelo Linearizado dos VSIs

Em aplicações dedicadas a microrredes, inversores de tensão – VSI – PWM monofásicos ou trifásicos são amplamente utilizados como interface para a conexão de diversos tipos de microfones com a rede. Em muitos trabalhos relacionados à aplicação de VSIs em microrredes, o VSI é representado simplesmente por uma fonte de tensão CA em série com uma impedância (que representa a impedância do filtro de saída do conversor) [8, 114, 115]. Entretanto, sabe-se que a dinâmica dos filtros de saída tem grande impacto no desempenho das malhas de controle dos VSIs [116]. Outra questão muito importante é que, em microrredes, as inércias existentes no sistema são muito baixas ou até mesmo nulas [1]. Nesses casos, os fenômenos dinâmicos que se desenvolvem são relativamente rápidos, o que requer uma modelagem mais detalhada dos componentes da microrrede, de forma a representar também as dinâmicas rápidas dos componentes da microrrede (como por exemplo, os filtros de saída dos VSIs). Por essas razões, neste trabalho considera-se que a dinâmica dos filtros de saída também deve ser modelada.

A estrutura geral de um VSI trifásico é apresentada na Figura 4.3. Essa estrutura representa um VSI conectado à rede por meio de um filtro *LCL* (filtro de terceira ordem). Nesse caso, a rede é idealmente representada por uma fonte trifásica balanceada de tensão (representando um nó infinito). Outra premissa assumida neste trabalho é que a dinâmica do barramento CC pode ser desconsiderada e, assim, o lado CC do inversor pode ser representado por uma fonte de tensão CC ideal.

O filtro de saída (filtro passa-baixas) é utilizado para atenuar as componentes harmônicas de corrente e tensão resultantes das ações de chaveamento do conversor [117]. Em aplicações voltadas a microrredes, os filtros *LCL* são mais adequados do que os filtros puramente indutivos (filtros *L*) porque, além de fornecerem maior atenuação em altas frequências, permitem a operação eficiente dos VSIs, tanto em modo

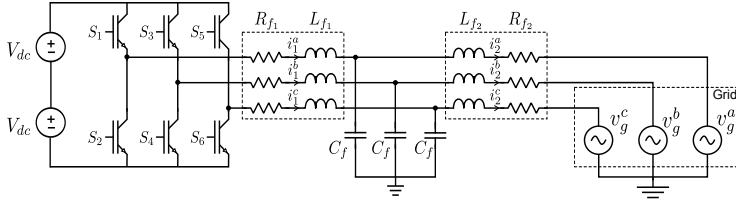


Figura 4.3 – Topologia de um VSI trifásico com filtro de saída do tipo LCL.

interligado quanto em modo isolado [118].

A modelagem matemática de conversores chaveados baseados em eletrônica de potência pode ser realizada basicamente de duas formas: (i) modelos chaveados (modelos discretos); (ii) modelos por valores médios quase-instantâneos (modelos contínuos) [119]. Neste trabalho, como os modelos dos demais componentes da microrrede são contínuos, optou-se pela utilização de modelos médios para a representação matemática do comportamento dinâmico dos VSIs. A modelagem do VSI é, então, realizada utilizando-se a Técnica de Modelos Médios no Espaço de Estados (*State-Space Averaging Technique*), originalmente proposta em [120] e detalhada em [121]. Essa técnica vem sendo amplamente utilizada em estudos de análise e controle de conversores estáticos [116, 122–124].

4.5.1 Modelagem do VSI

Para a utilização da *técnica de modelos médios no espaço de estados* considera-se que o conversor PWM opera em modo de condução contínua. O circuito do conversor contém variáveis de estado $\mathbf{x}(t)$ e é controlado por fontes independentes $\mathbf{u}(t)$. Durante o primeiro subintervalo do modulador PWM, quando uma das chaves superiores (S_1 , S_3 e S_5 na Figura 4.3) estão fechadas, o conversor se resume ao circuito linear apresentado na Figura 4.4, exemplarmente para a fase “a”.

As equações de estado que descrevem o circuito da Figura 4.4 são dadas por:

$$\begin{cases} C_f \dot{v}_{c_f}^a = i_1^a - i_2^a \\ L_{f_1} \dot{i}_1^a = v_{dc} - v_{c_f}^a - R_{f_1} i_1^a \\ L_{f_2} \dot{i}_2^a = v_{c_f}^a - v_a - R_{f_2} i_2^a \end{cases} \quad (4.39)$$

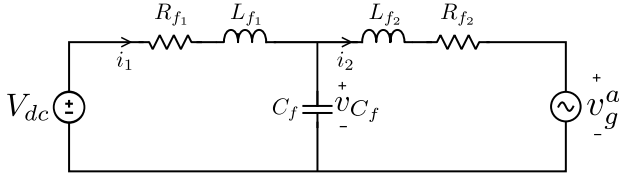


Figura 4.4 – Circuito equivalente para o primeiro subintervalo (fase “a”).

ou, de forma compacta:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} \quad (4.40)$$

Durante o segundo subintervalo do modulador PWM, quando uma das chaves inferiores (S_2 , S_4 e S_6 na Figura 4.3) estão fechadas, o conversor se resume ao circuito linear apresentado na Figura 4.5.

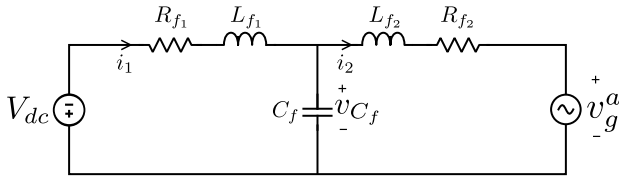


Figura 4.5 – Circuito equivalente para o segundo subintervalo (fase “a”).

As equações de estado que descrevem o circuito da Figura 4.5 são dadas por:

$$\begin{cases} C_f \dot{v}_{c_f}^a = i_1^a - i_2^a \\ L_{f1} \dot{i}_1^a = -v_{dc} - v_{c_f}^a - R_{f1} i_1^a \\ L_{f2} \dot{i}_2^a = v_{c_f}^a - v_a - R_{f2} i_2^a \end{cases} \quad (4.41)$$

ou, de forma compacta:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} \quad (4.42)$$

Considerando que as frequências naturais do VSI, bem como as frequências das variações das entradas do conversor, são bem menores que a frequência de chaveamento, o *modelo médio no espaço de estados* que descreve o comportamento dinâmico do VSI em “baixas

frequências” é dado por [121]:

$$\dot{\mathbf{x}} = [d\mathbf{A}_1 + (1-d)\mathbf{A}_2]\mathbf{x} + [d\mathbf{B}_1 + (1-d)\mathbf{B}_2]\mathbf{u} \quad (4.43)$$

onde d corresponde ao ciclo de trabalho (*duty cycle*) do modulador PWM. Substituindo (4.39) e (4.41) em (4.43), tem-se:

$$\begin{cases} \dot{v}_{cf}^a = \frac{1}{C_f} i_1^a - \frac{1}{C_f} i_2^a \\ \dot{i}_1^a = \frac{2d(t)-1}{L_{f1}} v_{dc} - \frac{1}{L_{f1}} v_{cf}^a - \frac{R_{f1}}{L_{f1}} i_1^a \\ \dot{i}_2^a = \frac{1}{L_{f2}} v_{cf}^a - \frac{1}{L_{f2}} v_a - \frac{R_{f2}}{L_{f2}} i_2^a \end{cases} \quad (4.44)$$

onde $d(t) = \frac{1}{2} + \frac{m}{2} \cos(\omega t + \phi)$, m corresponde ao índice de modulação¹, ω é a frequência angular e ϕ é o ângulo de fase.

O circuito equivalente para a fase “a” (correspondente ao modelo médio) é apresentado na Figura 4.6.

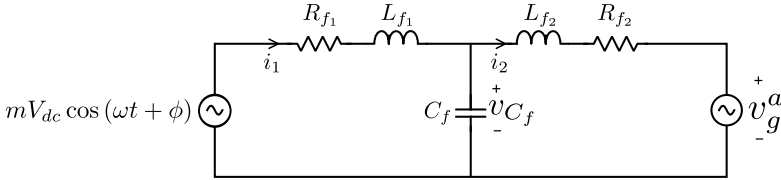


Figura 4.6 – Circuito equivalente para a fase “a”.

O modelo médio no espaço de estados completo (não linear) para o VSI em questão é dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{cf}^a \\ \dot{v}_{cf}^b \\ \dot{v}_{cf}^c \\ \dot{i}_1^a \\ \dot{i}_1^b \\ \dot{i}_1^c \\ \dot{i}_2^a \\ \dot{i}_2^b \\ \dot{i}_2^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_{f1}} & 0 & 0 & -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{f1}} & 0 & 0 & -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_{f1}} & 0 & 0 & -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cf}^a \\ v_{cf}^b \\ v_{cf}^c \\ i_1^a \\ i_1^b \\ i_1^c \\ i_2^a \\ i_2^b \\ i_2^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{mV_{dc}}{L_{f1}} \cos(\omega t + \phi) \\ \frac{mV_{dc}}{L_{f1}} \cos(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{mV_{dc}}{L_{f1}} \cos(\omega t + \phi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{V_a}{L_{f2}} \cos(\omega t + \gamma) \\ -\frac{V_a}{L_{f2}} \cos(\omega t + \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{V_a}{L_{f2}} \cos(\omega t + \gamma + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

onde V_{dc} é a tensão do barramento CC e V_p corresponde ao valor de

¹O índice de modulação é definido como a razão entre a máxima amplitude do sinal de referência e a amplitude máxima da portadora do modulador PWM [121].

pico da tensão de fase da rede.

Conforme mencionado na Seção 4.1, todos os modelos de componentes da microrrede devem ser representados no sistema de referência $dq0$. Portanto, é necessário proceder à transformação do modelo dado por 4.45 (cujo sistema de referência é o abc) para o sistema $dq0$. A matriz de transformação \mathbf{T} que converte um vetor \mathbf{x}_{abc} em coordenadas abc para um vetor \mathbf{x}_{dq0} em coordenadas $dq0$, por meio da operação $\mathbf{x}_{dq0} = \mathbf{T}\mathbf{x}_{abc}$, é dada por:

$$\mathbf{T} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

A matriz de transformação inversa, ou seja, a matriz \mathbf{T}^{-1} , que converte um vetor \mathbf{x}_{dq0} em coordenadas $dq0$ para um vetor \mathbf{x}_{abc} em coordenadas abc , por meio da operação $\mathbf{x}_{abc} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{x}_{dq0}$, é dada por:

$$\mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 1 \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

Definindo os vetores de estados e entradas transformados ($\mathbf{x}_r = \mathbf{P}\mathbf{x}$ e $\mathbf{u}_r = \mathbf{P}\mathbf{u}$, respectivamente, onde $\mathbf{P} = \text{diag}\{\mathbf{T}, \mathbf{T}, \mathbf{T}\}$) pode-se obter o modelo do VSI no espaço de estados referido ao sistema $dq0$ por meio de:

$$\dot{\mathbf{x}}_r = (\mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{P}^{-1} - \mathbf{P}\dot{\mathbf{P}}^{-1})\mathbf{x}_r + \mathbf{u}_r \quad (4.48)$$

O modelo completo do VSI no sistema de referência $dq0$ é dado por (4.49). Assumindo operação balanceada, as componentes de eixo 0 podem ser omitidas e o modelo completo do VSI é reduzido a um modelo de sexta ordem. É claro que o modelo dado por (4.49) é não linear, uma vez que há produtos de entradas com variáveis de estados

bem como funções não lineares (seno e cosseno) de variáveis de entrada.

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{cf}^d \\ \dot{v}_{cf}^q \\ \dot{v}_{cf}^0 \\ \dot{i}_1^d \\ \dot{i}_1^q \\ \dot{i}_1^0 \\ \dot{i}_2^d \\ \dot{i}_2^q \\ \dot{i}_2^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_{f1}} & 0 & 0 & -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{f1}} & 0 & -\omega & -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_{f1}} & 0 & 0 & -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} & \omega & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega & -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{cf}^d \\ v_{cf}^q \\ v_{cf}^0 \\ i_1^d \\ i_1^q \\ i_1^0 \\ i_2^d \\ i_2^q \\ i_2^0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{mV_{dc}}{L_{f1}} \cos(\phi) \\ \frac{mV_{dc}}{L_{f1}} \sin(\phi) \\ 0 \\ -\frac{V_p}{L_{f2}} \cos(\gamma) \\ -\frac{V_p}{L_{f2}} \sin(\gamma) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

Redefinindo algumas expressões presentes em (4.49) como

$$\begin{cases} u_c^d = mV_{dc} \cos(\phi) \\ u_c^q = mV_{dc} \sin(\phi) \\ v^d = V_p \cos(\gamma) \\ v^q = V_p \sin(\gamma) \end{cases} \quad (4.50)$$

as variáveis de controle se tornam u_c^d e u_c^q , as componentes de eixo direto e em quadratura da tensão terminal do VSI são representadas por v^d e v^q , respectivamente, e o vetor de entradas do modelo do VSI é então dado por:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{u_c^d}{L_{f1}} & \frac{u_c^q}{L_{f1}} & -\frac{v^d}{L_{f2}} & -\frac{v^q}{L_{f2}} \end{bmatrix}^t \quad (4.51)$$

Para que o modelo do VSI derivado anteriormente seja válido para análise a pequenas perturbações, torna-se necessária sua linearização. O modelo linearizado do VSI, desconsiderando as componentes de eixo θ , é dado por:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi} &= \mathbf{A}_{vsi} \Delta \mathbf{x}_{vsi} + \mathbf{B}_{v,vsi} \Delta \mathbf{v}_{dq} + \mathbf{B}_{c,vsi} \Delta \mathbf{u}_c \\ \Delta \mathbf{y}_{vsi} &= \mathbf{C}_{vsi} \Delta \mathbf{x}_{vsi} + \mathbf{D}_{v,vsi} \Delta \mathbf{v}_{dq} + \mathbf{D}_{c,vsi} \Delta \mathbf{u}_c \end{aligned} \quad (4.52)$$

onde:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{x}_{vsi} &= \begin{bmatrix} \Delta v_{Cf}^d & \Delta v_{Cf}^q & \Delta i_{L_{f1}}^d & \Delta i_{L_{f1}}^q & \Delta i_{L_{f2}}^d & \Delta i_{L_{f2}}^q \end{bmatrix}^t, \\ \Delta \mathbf{v}_{dq} &= \begin{bmatrix} \Delta v^d & \Delta v^q \end{bmatrix}^t, \Delta \mathbf{u}_{c,vsi} = \begin{bmatrix} \Delta u_c^d & \Delta u_c^q \end{bmatrix}^t, \\ \Delta \mathbf{y}_{vsi} &= \begin{bmatrix} \Delta i_{L_{f2}}^d & \Delta i_{L_{f2}}^q \end{bmatrix}^t, \end{aligned}$$

$$\mathbf{A}_{vsi} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_{f1}} & 0 & -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} & \omega_s & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{f1}} & -\omega_s & -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} & \omega_s \\ 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & -\omega_s & -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{v,vsi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_{f2}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{f2}} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{c,vsi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{V_{dc}}{L_{f1}} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_{f1}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_{vsi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{D}_{v,vsi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{D}_{c,vsi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Conforme enunciado na Seção 4.2, a equação das saídas do modelo do VSI deve conter, além das componentes de eixos d e q das correntes de saída, as derivadas de primeira ordem dessas componentes. Portanto, a nova equação das saídas do modelo linearizado do VSI é dada por:

$$\Delta \mathbf{y}_{vsi} = \mathbf{C}_{vsi} \Delta \mathbf{x}_{vsi} + \mathbf{D}_{v,vsi} \Delta \mathbf{v}_{dq} + \mathbf{D}_{c,vsi} \Delta \mathbf{u}_c \quad (4.53)$$

onde:

$$\mathbf{C}_{vsi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} & \omega_s \\ 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & -\omega_s & -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D}_{v,vsi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{L_{f2}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{f2}} \end{bmatrix}, \mathbf{D}_{c,vsi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

4.6 Modelo Linearizado dos Controladores dos VSIs

Os controladores dos VSIs, independentemente de sua estrutura, devem ter seus modelos linearizados expressos na forma de:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}}_{c_k} &= \mathbf{A}_{c_k} \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{B}_{v,c_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{B}_{i,c_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{B}_{\omega,c_k} \Delta \omega_k + \mathbf{B}_{r,c_k} \Delta \mathbf{Ref}_k \\ \Delta \mathbf{y}_{c_k} &= \mathbf{C}_{c_k} \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{D}_{v,c_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{D}_{i,c_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{D}_{\omega,c_k} \Delta \omega_k + \mathbf{D}_{r,c_k} \Delta \mathbf{Ref}_k\end{aligned}\quad (4.54)$$

onde o subscrito k refere-se ao VSI conectado à barra k , \mathbf{x}_{c_k} é o vetor de estados do controlador, \mathbf{v}_{dq_k} é o vetor de medidas das componentes de eixos d e q da tensão terminal do VSI, \mathbf{i}_{dq_k} é o vetor de medidas das componentes de eixos d e q da corrente de saída do VSI, ω_k corresponde à frequência angular da barra k , \mathbf{Ref} é o vetor de entradas de referência do controlador, \mathbf{y}_{c_k} é o vetor de saídas do controlador, \mathbf{A}_{c_k} , \mathbf{B}_{v,c_k} , \mathbf{B}_{i,c_k} , \mathbf{B}_{ω,c_k} , \mathbf{B}_{r,c_k} , \mathbf{C}_{c_k} , \mathbf{D}_{v,c_k} , \mathbf{D}_{i,c_k} , \mathbf{D}_{ω,c_k} e \mathbf{D}_{r,c_k} são as matrizes do modelo linearizado no espaço de estados do controlador.

Um elemento fundamental para a implementação dos controladores no sistema de referência dq é o PLL [125]. Esse dispositivo é utilizado para a obtenção da frequência e do ângulo de fase da tensão no ponto de conexão da microfonte com a rede. Dessa forma, torna-se possível a sincronização das fontes com a rede elétrica. O funcionamento e os detalhes da estrutura de um PLL convencional são descritos no Capítulo 5.

O modelo matemático de um PLL é dado por:

$$\omega_k = K_{PLL} \left(K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} \right) \left(\delta_k^{ref} - \delta_k \right) \quad (4.55)$$

Linearizando (4.55), tem-se:

$$\Delta \dot{\omega}_k = -K_{PLL} K_{pq} \Delta \omega_k - K_{PLL} K_{iw} \Delta \delta_k \quad (4.56)$$

O diagrama de blocos do modelo linearizado do PLL é apresentado na Figura 4.7.

Detalhes das estruturas dos controladores para operação tanto em modo interligado quanto em modo isolado, bem como todos os detalhes de seus respectivos dos modelos matemáticos, são apresentados no Capítulo 5.

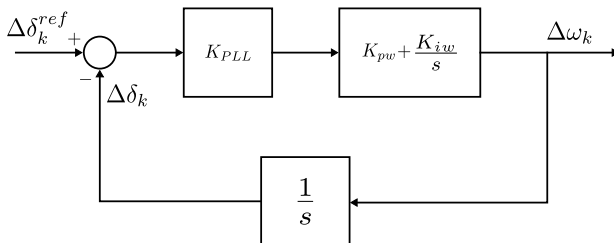


Figura 4.7 – Modelo linearizado do PLL.

4.7 Modelo Linearizado da Microrrede

O modelo linearizado da microrrede é obtido por meio de manipulação matemática dos modelos dos VSIs e seus respectivos controladores, dos modelos das cargas especiais e do modelo da rede elétrica considerando relações entre entradas e saídas de cada modelo, conforme apresentado na Figura 4.1. É importante ressaltar que o modelo linearizado da microrrede apresentado nessa seção é válido tanto para operação em modo interligado quanto em modo isolado. As únicas diferenças entre o modelo da microrrede para modo interligado e o modelo para modo isolado são:

- Em modo interligado, há a presença da barra infinita, representada por uma fonte de tensão trifásica ideal, conectada à barra de referência. Já em modo isolado, não há barra infinita no sistema.
- Os controladores dos VSIs possuem estruturas diferentes para o modo interligado e para o modo isolado. Entretanto, a equação de estados do controlador, em sua forma compacta, é a mesma para os dois controladores. O que varia nesses casos são os elementos das matrizes \mathbf{A}_{c_k} , \mathbf{B}_{v,c_k} , \mathbf{B}_{i,c_k} , \mathbf{B}_{ω,c_k} , \mathbf{B}_{r,c_k} , \mathbf{C}_{c_k} , \mathbf{D}_{v,c_k} , \mathbf{D}_{i,c_k} , \mathbf{D}_{ω,c_k} e \mathbf{D}_{r,c_k} do modelo linearizado do controlador, conforme apresentado no Capítulo 5.

Entretanto, antes de proceder à formulação do modelo completo da microrrede, é necessário expressar cada modelo – derivado individualmente segundo seus próprios sistemas de referência locais – em relação a um sistema de referência comum a todos elementos da microrrede.

4.7.1 Transformação de coordenadas locais para coordenadas globais

Todos os modelos matemáticos até aqui apresentados foram derivados em relação aos seus respectivos sistemas de referência locais, representados pelos eixos d^k e q^k na Figura 4.8. Nesses sistemas de referência locais $v_k^q = 0$, ou seja, a componente de eixo em quadratura da tensão terminal de cada elemento conectado à rede é nula. Tal fato é decorrente do uso do PLL para a sincronização dos dispositivos com a rede [99].

Entretanto, para a análise do modelo completo da microrrede é necessário que todos os elementos do sistema sejam representados com relação a um único sistema de referência, comum a todos os modelos. Esse sistema de referência é chamado de *sistema global de referência* e é representado pelos eixos d^g e q^g na Figura 4.8.

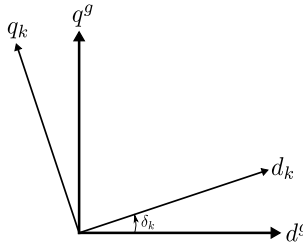


Figura 4.8 – Relação entre os sistemas de referência local e global.

Para realizar a transformação dos sistemas de referências locais para o sistema de referência global é necessário o cálculo das diferenças angulares das tensões nodais de cada barra com relação à barra de referência. Isso é possível com o cálculo do fluxo de potência para uma determinada condição de operação da microrrede (tanto em modo interligado quanto em modo isolado). Para o modo interligado utiliza-se um programa de fluxo de potência convencional (fluxo de potência via método de Newton-Raphson) [126]. Para o modo isolado, como não há a presença de uma barra de folga no sistema devido à baixa capacidade nominal das microfontes, torna-se necessária a utilização de um método de fluxo de potência modificado. Esse método deve considerar as ações dos reguladores de injeção de potência ativa e reativa (e em alguns casos os reguladores de tensão terminal) dos VSIs. A descrição detalhada do método de fluxo de potência modificado utilizado nesse trabalho é apresentada no Apêndice D.

O sistema de referência global é fixado na mesma barra utilizada como referência angular para o problema de fluxo de potência. Nesse caso, o ângulo entre o sistema de referência local e o sistema de referência global (denotado por δ_k) é exatamente igual ao ângulo da tensão nodal obtido como resultado do fluxo de potência.

A transformação de uma variável \mathbf{f}^l em coordenadas locais para coordenadas globais (\mathbf{f}^g) é realizada pela seguinte equação de transformação:

$$\begin{bmatrix} f_k^{d,g} \\ f_k^{q,g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_k & -\sin \delta_k \\ \sin \delta_k & \cos \delta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_k^{d,l} \\ f_k^{q,l} \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

Entretanto, para a utilização dessa transformação de sistema de referência em problemas de análise de estabilidade a pequenos sinais, deve-se utilizar a versão linearizada de (4.57), dada por:

$$\begin{bmatrix} \Delta f_k^{d,g} \\ \Delta f_k^{q,g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_k^{d,g}}{\partial f_k^{d,l}} & \frac{\partial f_k^{d,g}}{\partial f_k^{q,l}} & \frac{\partial f_k^{d,g}}{\partial \delta_k} \\ \frac{\partial f_k^{q,g}}{\partial f_k^{d,l}} & \frac{\partial f_k^{q,g}}{\partial f_k^{q,l}} & \frac{\partial f_k^{q,g}}{\partial \delta_k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_k^{d,l} \\ \Delta f_k^{q,l} \\ \Delta \delta_k \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

O resultado da aplicação de (4.58) em (4.57) é dado por:

$$\begin{bmatrix} \Delta f_k^{d,g} \\ \Delta f_k^{q,g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_k^0 & -\sin \delta_k^0 & -\sin \delta_k^0 \cdot f_k^{0,d,l} - \cos \delta_k^0 \cdot f_k^{0,q,l} \\ \sin \delta_k^0 & \cos \delta_k^0 & \cos \delta_k^0 \cdot f_k^{0,d,l} - \sin \delta_k^0 \cdot f_k^{0,q,l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_k^{d,l} \\ \Delta f_k^{q,l} \\ \Delta \delta_k \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

Rearranjando os termos de (4.59), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta f_k^{d,g} \\ \Delta f_k^{q,g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_k^0 & -\sin \delta_k^0 \\ \sin \delta_k^0 & \cos \delta_k^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_k^{d,l} \\ \Delta f_k^{q,l} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\sin \delta_k^0 & -\cos \delta_k^0 \\ \cos \delta_k^0 & -\sin \delta_k^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_k^{0,d,l} \\ f_k^{0,q,l} \end{bmatrix} \Delta \delta_k \quad (4.60)$$

ou, de forma compacta:

$$\Delta \mathbf{f}_k^{dq,g} = \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{f}_k^{dq,l} + \mathbf{U} \mathbf{f}_k^{0,dq,l} \Delta \delta_k \quad (4.61)$$

A análise de (4.60) permite fazer as seguintes definições:

- Conversão da condição inicial de eixo direto de coordenadas locais para coordenadas globais:

$$-\sin \delta_k^0 \cdot f_k^{0,d,l} - \cos \delta_k^0 \cdot f_k^{0,q,l} = -f_k^{0,q,g}$$

- Conversão da condição inicial de eixo quadratura de coordenadas locais para coordenadas globais:

$$\cos \delta_k^0 \cdot f_k^{0,d,l} - \sin \delta_k^0 \cdot f_k^{0,q,l} = f_k^{0,d,g}$$

ou seja,

$$\begin{bmatrix} -\sin \delta_k^0 & -\cos \delta_k^0 \\ \cos \delta_k^0 & -\sin \delta_k^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_k^{0,d,l} \\ f_k^{0,q,l} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -f_k^{0,q,g} \\ f_k^{0,d,g} \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

A versão final da equação de transformação linearizada é dada por:

$$\begin{bmatrix} \Delta f_k^{d,g} \\ \Delta f_k^{q,g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_k^0 & -\sin \delta_k^0 \\ \sin \delta_k^0 & \cos \delta_k^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_k^{d,l} \\ \Delta f_k^{q,l} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -f_k^{0,q,g} \\ f_k^{0,d,g} \end{bmatrix} \Delta \delta_k \quad (4.63)$$

ou, de forma compacta:

$$\Delta \mathbf{f}_k^{dq,g} = \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{f}_k^{dq,l} + \mathbf{f}_0^g \Delta \delta_k \quad (4.64)$$

O próximo passo é representar $\Delta \delta_k$ em função das componentes de eixo direto e em quadratura da tensão na barra k . A relação entre δ_k , $v_k^{d,g}$ e $v_k^{q,g}$ é apresentada na Figura 4.9. Matematicamente, tem-se:

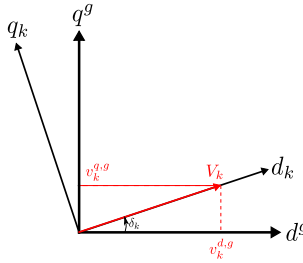


Figura 4.9 – Relação entre δ_k , $v_k^{d,g}$ e $v_k^{q,g}$

$$\begin{cases} v_k^{d,g} = V_k \cos \delta_k \\ v_k^{q,g} = V_k \sin \delta_k \end{cases} \quad (4.65)$$

Logo,

$$\delta_k = \arctan \left(\frac{v_k^{q,g}}{v_k^{d,g}} \right) \quad (4.66)$$

A linearização de (4.66) resulta em:

$$\Delta\delta_k = \frac{\partial\delta_k}{\partial v_k^{d,g}} \Delta v_k^{d,g} + \frac{\partial\delta_k}{\partial v_k^{q,g}} \Delta v_k^{q,g} \quad (4.67)$$

$$\Delta\delta_k = \frac{-v_k^{0,q,g}}{\left(v_k^{0,d,g}\right)^2 + \left(v_k^{0,q,g}\right)^2} \Delta v_k^{d,g} + \frac{v_k^{0,d,g}}{\left(v_k^{0,d,g}\right)^2 + \left(v_k^{0,q,g}\right)^2} \Delta v_k^{q,g} \quad (4.68)$$

Definindo m_{d_k} e m_{q_k} como:

$$m_{d_k} = \frac{-v_k^{0,q,g}}{\left(v_k^{0,d,g}\right)^2 + \left(v_k^{0,q,g}\right)^2} \quad , \quad m_{q_k} = \frac{v_k^{0,d,g}}{\left(v_k^{0,d,g}\right)^2 + \left(v_k^{0,q,g}\right)^2}$$

é possível reescrever (4.68) como:

$$\Delta\delta_k = m_{d_k} \Delta v_k^{d,g} + m_{q_k} \Delta v_k^{q,g} \quad (4.69)$$

ou, de forma compacta:

$$\Delta\delta_k = \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \quad (4.70)$$

onde:

$$\mathbf{M}_{dq_k} = \begin{bmatrix} m_{d_k} & m_{q_k} \end{bmatrix} \quad , \quad \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g = \begin{bmatrix} \Delta v_k^{d,g} \\ \Delta v_k^{q,g} \end{bmatrix}$$

É possível reescrever a equação linearizada de transformação de sistema de referência como:

$$\begin{bmatrix} \Delta f_k^{d,g} \\ \Delta f_k^{q,g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_k^0 & -\sin \delta_k^0 \\ \sin \delta_k^0 & \cos \delta_k^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_k^{d,l} \\ \Delta f_k^{q,l} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -f_k^{0,q,g} \\ f_k^{0,d,g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{d_k} & m_{q_k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_k^{d,g} \\ \Delta v_k^{q,g} \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

ou, de forma compacta:

$$\Delta \mathbf{f}_k^{dq,g} = \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{f}_k^{dq,l} + \mathbf{f}_k^{0,dq,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \quad (4.72)$$

4.7.1.1 Transformação de coordenadas do modelo do VSI

Conforme apresentado na Seção 4.5, o modelo linearizado do VSI conectado à barra k , em coordenadas locais, é dado por:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi_k} &= \mathbf{A}_{vsi_k} \Delta \mathbf{x}_{vsi_k} + \mathbf{B}_{v,vsi_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{B}_{c,vsi_k} \Delta \mathbf{u}_{c_k} \\ \Delta \mathbf{y}_{vsi_k} &= \mathbf{C}_{vsi_k} \Delta \mathbf{x}_{vsi_k} + \mathbf{D}_{v,vsi_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{D}_{c,vsi_k} \Delta \mathbf{u}_{c_k}\end{aligned}\quad (4.73)$$

As únicas variáveis que precisam ser transformadas para o sistema de referência global são as entradas e saídas do modelo. O procedimento adotado para a transformação de (4.73) para o sistema de coordenadas globais é dividido em duas etapas:

1. Transformação da equação das derivadas dos estados:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi_k} = \mathbf{A}_{vsi_k} \Delta \mathbf{x}_{vsi_k} + \mathbf{B}_{v,vsi_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{B}_{c,vsi_k} \Delta \mathbf{u}_{c_k} \quad (4.74)$$

2. Transformação da equação das saídas:

$$\Delta \mathbf{y}_{vsi_k} = \mathbf{C}_{vsi_k} \Delta \mathbf{x}_{vsi_k} + \mathbf{D}_{v,vsi_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{D}_{c,vsi_k} \Delta \mathbf{u}_{c_k} \quad (4.75)$$

Etapla 1: transformação da equação das derivadas dos estados

Cálculos preliminares:

1. Transformação de coordenadas do vetor de entradas \mathbf{v}_{dq_k} :

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g &= \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \Delta \delta_k \\ \Delta \mathbf{v}_{dq_k} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\mathbf{I} - \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \right) \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g\end{aligned}\quad (4.76)$$

2. Transformação de coordenadas do vetor de entradas de controle \mathbf{u}_{c_k} :

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{u}_{c_k}^g &= \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{u}_{c_k} + \mathbf{u}_{c_k}^{0,g} \Delta \delta_k \\ \Delta \mathbf{u}_{c_k} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\Delta \mathbf{u}_{c_k}^g - \mathbf{u}_{c_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \right)\end{aligned}\quad (4.77)$$

Substituindo (4.76) e (4.77) em (4.74) e agregando o modelo do PLL ao modelo do VSI em coordenadas globais, tem-se:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi,\omega_k} = \mathbf{A}_{vsi_k}^g \Delta \mathbf{x}_{vsi,\omega_k} + \mathbf{B}_{v,vsi_k}^g \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{B}_{c,vsi_k}^g \Delta \mathbf{u}_{c_k} \quad (4.78)$$

onde:

$$\mathbf{x}_{vsi,\omega_k} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{vsi_k}^t & \omega_k \end{bmatrix}^t,$$

$$\mathbf{A}_{vsi_k}^g = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{vsi_k} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -K_{PLL_k} K_{pw_k} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{v,vsi_k}^g = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{v,vsi_k} \mathbf{T}_k^{-1} \left(\mathbf{I} - \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \right) - \mathbf{B}_{c,vsi_k} \mathbf{T}_k^{-1} \mathbf{u}_{c_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \\ -K_{PLL_k} K_{iw_k} \mathbf{M}_{dq_k} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{c,vsi_k}^g = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{c,vsi_k} \mathbf{T}_k^{-1} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}.$$

Etapa 2: transformação das equações das saídas

O vetor de saídas do modelo do VSI conectado à barra k , em coordenadas locais, é dado por:

$$\Delta \mathbf{y}_{vsi_k} = \begin{bmatrix} \Delta i_{Lf_2,k}^d & \Delta i_{Lf_2,k}^q & \Delta \dot{i}_{Lf_2,k}^d & \Delta \dot{i}_{Lf_2,k}^q \end{bmatrix}^t$$

Particionando a equação das saídas de forma a separar as equações das correntes de eixo direto e em quadratura $\mathbf{i}_{Lf_2,k}^{dq}$ das equações das derivadas das correntes $\dot{\mathbf{i}}_{Lf_2,k}^{dq}$, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{Lf_2,k}^{dq} \\ \Delta \dot{\mathbf{i}}_{Lf_2,k}^{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{1k} \\ \mathbf{C}_{2k} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_{vsi_k} + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{v1k} \\ \mathbf{D}_{v2k} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{c1k} \\ \mathbf{D}_{c2k} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{c_k} \quad (4.79)$$

Primeiramente aplica-se a transformação de coordenadas às duas primeiras saídas do sistema, ou seja:

$$\Delta \mathbf{i}_{Lf_2,k}^{dq} = \mathbf{C}_{1k} \Delta \mathbf{x}_{vsi_k} + \mathbf{D}_{v1k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{D}_{c1k} \Delta \mathbf{u}_{c_k} \quad (4.80)$$

Cálculos preliminares:

1. Transformação de coordenadas das equações da corrente na saída do inversor:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{i}_{Lf_2,k}^{dq,g} &= \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{i}_{Lf_2,k}^{dq} + \mathbf{i}_{Lf_2,k}^{0,dq,g} \Delta \delta_k \\ \Delta \dot{\mathbf{i}}_{Lf_2,k}^{dq} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\Delta \mathbf{i}_{Lf_2,k}^{dq,g} - \mathbf{i}_{Lf_2,k}^{0,dq,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} \right) \end{aligned} \quad (4.81)$$

2. Transformação de coordenadas do vetor de entradas $\Delta \mathbf{v}_{dq_k}$:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g &= \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \Delta \delta_k \\ \Delta \mathbf{v}_{dq_k} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\mathbf{I} - \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \right) \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \end{aligned} \quad (4.82)$$

3. Transformação de coordenadas do vetor de entradas de controle

$\Delta \mathbf{u}_{c_k}$:

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{u}_{c_k}^g &= \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{u}_{c_k} + \mathbf{u}_{c_k}^{0,g} \Delta \delta_k \\ \Delta \mathbf{u}_{c_k} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\Delta \mathbf{u}_{c_k}^g - \mathbf{u}_{c_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \right)\end{aligned}\quad (4.83)$$

Após a transformação de coordenadas da equação das correntes de saída do VSI, aplica-se a transformação de coordenadas às duas últimas saídas do modelo, ou seja:

$$\Delta \dot{\mathbf{i}}_{L_{f_2},k}^{dq} = \mathbf{C}_{2k} \Delta \mathbf{x}_{vsi_k} + \mathbf{D}_{v2k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{D}_{c2k} \Delta \mathbf{u}_{c_k} \quad (4.84)$$

Cálculos preliminares:

1. Transformação de coordenadas do vetor de derivadas das correntes de saída do VSI:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{i}}_{L_{f_2},k}^{dq,g} &= \mathbf{T}_k \Delta \dot{\mathbf{i}}_{L_{f_2},k}^{dq} + \overbrace{\dot{\mathbf{T}}_k \Delta \dot{\mathbf{i}}_{L_{f_2},k}^{dq}}^{=0} + \overbrace{\dot{\mathbf{i}}_{L_{f_2},k}^{0,dq,g} \Delta \delta_k}^{=0} + \dot{\mathbf{i}}_{L_{f_2},k}^{0,dq,g} \Delta \dot{\delta}_k \\ \Delta \dot{\mathbf{i}}_{L_{f_2},k}^{dq} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\Delta \dot{\mathbf{i}}_{L_{f_2},k}^{dq,g} - \dot{\mathbf{i}}_{L_{f_2},k}^{0,dq,g} \Delta \dot{\delta}_k \right)\end{aligned}\quad (4.85)$$

2. Transformação de coordenadas do vetor de entradas \mathbf{v}_{dq_k} :

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g &= \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \Delta \delta_k \\ \Delta \mathbf{v}_{dq_k} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\mathbf{I} - \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \right) \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g\end{aligned}\quad (4.86)$$

3. Transformação de coordenadas do vetor de entradas de controle

\mathbf{u}_{c_k} :

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{u}_{c_k}^g &= \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{u}_{c_k} + \mathbf{u}_{c_k}^{0,g} \Delta \delta_k \\ \Delta \mathbf{u}_{c_k} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\Delta \mathbf{u}_{c_k}^g - \mathbf{u}_{c_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \right)\end{aligned}\quad (4.87)$$

Substituindo (4.81), (4.82), (4.83), (4.85), (4.86) e (4.87) em (4.79), tem-se:

$$\Delta \mathbf{y}_{vsi_k}^g = \mathbf{C}_{vsi_k}^g \Delta \mathbf{x}_{vsi,\omega_k} + \mathbf{D}_{v,vsi_k}^g \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g + \mathbf{D}_{c,vsi_k}^g \Delta \mathbf{u}_{c_k}^g \quad (4.88)$$

onde:

$$\mathbf{C}_{vsi_k}^g = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_k \mathbf{C}_{1k} & \mathbf{0} \\ \mathbf{T}_k \mathbf{C}_{2k} & \dot{\mathbf{i}}_{L_{f_2},k}^{dq,0,g} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D}_{v,visi_k}^g = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_k \mathbf{D}_{v1_k} \mathbf{T}_k^{-1} \left(\mathbf{I} - \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \right) + \mathbf{i}_{L_{f2},k}^{0,dq,g} \mathbf{M}_{dq_k} - \mathbf{T}_k \mathbf{D}_{c1_k} \mathbf{T}_k^{-1} \mathbf{u}_{c_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \\ \mathbf{T}_k \mathbf{D}_{v2_k} \mathbf{T}_k^{-1} \left(\mathbf{I} - \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \right) - \mathbf{T}_k \mathbf{D}_{c2_k} \mathbf{T}_k^{-1} \mathbf{u}_{c_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D}_{c,visi_k}^g = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_k \mathbf{D}_{c1_k} \mathbf{T}_k^{-1} \\ \mathbf{T}_k \mathbf{D}_{c2_k} \mathbf{T}_k^{-1} \end{bmatrix}.$$

4.7.1.2 Transformação de coordenadas do modelo do controlador do VSI

Conforme apresentado na Seção 4.6, o modelo linearizado do controlador do VSI conectado à barra k , em coordenadas locais, é dado por:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{c_k} &= \mathbf{A}_{c_k} \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{B}_{v,c_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{B}_{i,c_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{B}_{\omega,c_k} \Delta \omega_k + \mathbf{B}_{r,c_k} \Delta \mathbf{Ref}_k \\ \Delta \mathbf{y}_{c_k} &= \mathbf{C}_{c_k} \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{D}_{v,c_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{D}_{i,c_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{D}_{\omega,c_k} \Delta \omega_k + \mathbf{D}_{r,c_k} \Delta \mathbf{Ref}_k \end{aligned} \quad (4.89)$$

O procedimento adotado para a transformação de (4.89) para o sistema de coordenadas globais é dividido em duas etapas:

1. Transformação da equação da derivada dos estados:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{c_k} = \mathbf{A}_{c_k} \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{B}_{v,c_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{B}_{i,c_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{B}_{\omega,c_k} \Delta \omega_k + \mathbf{B}_{r,c_k} \Delta \mathbf{Ref}_k \quad (4.90)$$

2. Transformação da equação das saídas:

$$\Delta \mathbf{y}_{c_k} = \mathbf{C}_{c_k} \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{D}_{v,c_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{D}_{i,c_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{D}_{\omega,c_k} \Delta \omega_k + \mathbf{D}_{r,c_k} \Delta \mathbf{Ref}_k \quad (4.91)$$

Deve-se observar que as únicas variáveis que precisam ser transformadas para o sistema de coordenadas globais são \mathbf{v}_{dq_k} , \mathbf{i}_{dq_k} e \mathbf{y}_{visi_k} . As entradas de referência dos controladores não precisam ser transformadas, uma vez que as referências são as mesmas tanto em coordenadas locais quanto em coordenadas globais, conforme demonstrado no Apêndice B. O mesmo é válido para a entrada ω_k .

Etapas 1: transformação da equação das derivadas dos estados
Cálculos preliminares:

1. Transformação de coordenadas do vetor de entradas \mathbf{v}_{dq_k} :

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g &= \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \\ \Delta \mathbf{v}_{dq_k} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\mathbf{I} - \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \right) \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \end{aligned} \quad (4.92)$$

2. Transformação de coordenadas do vetor de entradas \mathbf{i}_{dq_k} :

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{i}_{dq_k}^g &= \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{i}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k}^g \\ \Delta \mathbf{i}_{dq_k} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\Delta \mathbf{i}_{dq_k}^g - \mathbf{i}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \right)\end{aligned}\quad (4.93)$$

Substituindo (4.92) e (4.93) em (4.90), tem-se:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{c_k} = \mathbf{A}_{c_k}^g \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{B}_{v,c_k}^g \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g + \mathbf{B}_{i,c_k}^g \Delta \mathbf{i}_{dq_k}^g + \mathbf{B}_{\omega,c_k}^g \Delta \omega_k + \mathbf{B}_{r,c_k}^g \Delta \mathbf{Ref}_k \quad (4.94)$$

onde:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_{c_k}^g &= \mathbf{A}_{c_k}, \\ \mathbf{B}_{v,c_k}^g &= \mathbf{B}_{v,c_k} \mathbf{T}_k^{-1} \left(\mathbf{I} - \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \right) - \mathbf{B}_{i,c_k} \mathbf{T}_k^{-1} \mathbf{i}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k}, \\ \mathbf{B}_{i,c_k}^g &= \mathbf{B}_{i,c_k} \mathbf{T}_k^{-1}, \mathbf{B}_{r,c_k}^g = \mathbf{B}_{r,c_k}, \mathbf{B}_{\omega,c_k}^g = \mathbf{B}_{\omega,c_k}.\end{aligned}$$

Etapa 2: transformação da equação das saídas

Cálculos preliminares:

1. Transformação de coordenadas do vetor de entradas \mathbf{v}_{dq_k} :

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g &= \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \\ \Delta \mathbf{v}_{dq_k} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\mathbf{I} - \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \right) \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g\end{aligned}\quad (4.95)$$

2. Transformação de coordenadas do vetor de entradas \mathbf{i}_{dq_k} :

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{i}_{dq_k}^g &= \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{i}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k}^g \\ \Delta \mathbf{i}_{dq_k} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\Delta \mathbf{i}_{dq_k}^g - \mathbf{i}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \right)\end{aligned}\quad (4.96)$$

3. Transformação de coordenadas do vetor de saídas \mathbf{y}_{c_k} :

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{y}_{c_k}^g &= \mathbf{T}_k \Delta \mathbf{y}_{c_k} + \mathbf{y}_{c_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \\ \Delta \mathbf{y}_{c_k} &= \mathbf{T}_k^{-1} \left(\Delta \mathbf{y}_{c_k}^g - \mathbf{y}_{c_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g \right)\end{aligned}\quad (4.97)$$

Substituindo (4.95), (4.96) e (4.97) em (4.91), tem-se:

$$\Delta \mathbf{y}_{c_k}^g = \mathbf{C}_{c_k}^g \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{D}_{v,c_k}^g \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g + \mathbf{D}_{i,c_k}^g \Delta \mathbf{i}_{dq_k}^g + \mathbf{D}_{\omega,c_k}^g \Delta \omega_k + \mathbf{D}_{r,c_k}^g \Delta \mathbf{Ref}_k \quad (4.98)$$

onde:

$$\begin{aligned}\mathbf{C}_{c_k}^g &= \mathbf{T}_k \mathbf{C}_{c_k}, \\ \mathbf{D}_{v,c_k}^g &= \mathbf{D}_{v,c_k} \mathbf{T}_k^{-1} \left(\mathbf{I} - \mathbf{v}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} \right) - \mathbf{T}_k \mathbf{D}_{i,c_k} \mathbf{T}_k^{-1} \mathbf{i}_{dq_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k} + \mathbf{y}_{c_k}^{0,g} \mathbf{M}_{dq_k}, \\ \mathbf{D}_{i,c_k}^g &= \mathbf{T}_k \mathbf{D}_{i,c_k} \mathbf{T}_k^{-1}, \mathbf{D}_{r,c_k}^g = \mathbf{T}_k \mathbf{D}_{r,c_k}, \mathbf{D}_{\omega,c_k}^g = \mathbf{T}_k \mathbf{B}_{\omega,c_k}.\end{aligned}$$

4.7.2 Conexão dos modelos dos VSIs e seus respectivos controladores

O modelo linearizado do VSI conectado à barra k , em coordenadas globais (incluindo também o modelo do PLL), é dado por:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi,\omega_k} &= \mathbf{A}_{vsi_k}^g \Delta \mathbf{x}_{vsi,\omega_k} + \mathbf{B}_{v,vsi_k}^g \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g + \mathbf{B}_{c,vsi_k}^g \Delta \mathbf{u}_{c_k}^g \\ \Delta \mathbf{y}_{vsi_k}^g &= \mathbf{C}_{vsi_k}^g \Delta \mathbf{x}_{vsi,\omega_k} + \mathbf{D}_{v,vsi_k}^g \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g + \mathbf{D}_{c,vsi_k}^g \Delta \mathbf{u}_{c_k}^g\end{aligned}\quad (4.99)$$

O modelo linearizado do controlador do VSI conectado à barra k , em coordenadas globais, é dado por:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}}_{c_k} &= \mathbf{A}_{c_k}^g \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{B}_{v,c_k}^g \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g + \mathbf{B}_{i,c_k}^g \Delta \mathbf{i}_{dq_k}^g + \mathbf{B}_{\omega,c_k}^g \Delta \omega_k + \mathbf{B}_{r,c_k}^g \Delta \mathbf{Ref}_k \\ \Delta \mathbf{y}_{c_k}^g &= \mathbf{C}_{c_k}^g \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{D}_{v,c_k}^g \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g + \mathbf{D}_{i,c_k}^g \Delta \mathbf{i}_{dq_k}^g + \mathbf{D}_{\omega,c_k}^g \Delta \omega_k + \mathbf{D}_{r,c_k}^g \Delta \mathbf{Ref}_k\end{aligned}\quad (4.100)$$

Conhecendo a relação entre entradas e saídas dos modelos do VSI, (4.99), e do controlador do VSI, (4.100), dada por:

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{u}_{c_k}^g = \Delta \mathbf{y}_{c_k}^g \\ \Delta \mathbf{i}_{dq_k}^g = \mathbf{E} \Delta \mathbf{y}_{vsi_k}^g \end{cases}$$

e também sabendo-se que

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Delta \omega_k = \mathbf{F} \Delta \mathbf{x}_{vsi,\omega_k} \text{ e}$$

$$\mathbf{F} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]$$

é possível, através da manipulação matemática de (4.99) e (4.100), derivar o modelo equivalente para a k -ésima microfonte (μf_k). Detalhes desse procedimento serão omitidos, uma vez que se trata de manipulação matemática direta das equações em questão. O modelo

linearizado da microfonte, em coordenadas globais, é dado por (4.101):

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}}_{\mu f_k} &= \mathbf{A}_{\mu f_k}^g \Delta \mathbf{x}_{\mu f_k} + \mathbf{B}_{v,\mu f_k}^g \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g + \mathbf{B}_{r,\mu f_k}^g \Delta \mathbf{Ref}_k \\ \Delta \mathbf{y}_{\mu f_k}^g &= \mathbf{C}_{\mu f_k}^g \Delta \mathbf{x}_{\mu f_k} + \mathbf{D}_{v,\mu f_k}^g \Delta \mathbf{v}_{dq_k}^g + \mathbf{D}_{r,\mu f_k}^g \Delta \mathbf{Ref}_k\end{aligned}\quad (4.101)$$

onde:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{\mu f_k} &= \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{c_k}^t & \mathbf{x}_{vsi,\omega_k}^t \end{bmatrix}^t \\ \mathbf{y}_{\mu f_k}^g &= \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dq,k}^{g^t} & \mathbf{i}_{dq,k}^{g^t} \end{bmatrix}^t \\ \mathbf{A}_{\mu f_k}^g &= \begin{bmatrix} \left(\mathbf{A}_{c_k}^g + \mathbf{B}_{i,c_k}^g \mathbf{ED}_{c,vsi_k}^g \mathbf{N}_1^{-1} \mathbf{C}_{c_k}^g \right) & \left\{ \mathbf{B}_{\omega,c_k}^g \mathbf{F} + \mathbf{B}_{i,c_k}^g \left[\mathbf{EC}_{vsi_k}^g + \mathbf{ED}_{c,vsi_k}^g \mathbf{N}_1^{-1} \left(\mathbf{D}_{i,c_k}^g \mathbf{EC}_{vsi_k}^g + \mathbf{D}_{\omega,c_k}^g \mathbf{F} \right) \right] \right\} \\ \mathbf{B}_{c,vsi_k}^g \mathbf{N}_1^{-1} \mathbf{C}_{c_k}^g & \left[\mathbf{A}_{vsi_k}^g + \mathbf{B}_{c,vsi_k}^g \mathbf{N}_1^{-1} \left(\mathbf{D}_{i,c_k}^g \mathbf{EC}_{vsi,k}^g + \mathbf{D}_{\omega,c_k}^g \mathbf{F} \right) \right] \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_{v,\mu f_k}^g &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{v,c_k}^g + \mathbf{B}_{i,c_k}^g \left[\mathbf{ED}_{v,vsi_k}^g + \mathbf{ED}_{c,vsi_k}^g \mathbf{N}_1^{-1} \left(\mathbf{D}_{v,c_k}^g + \mathbf{D}_{i,c_k}^g \mathbf{ED}_{v,vsi_k}^g \right) \right] \\ \mathbf{B}_{v,vsi_k}^g + \mathbf{B}_{c,vsi_k}^g \mathbf{N}_1^{-1} \left(\mathbf{D}_{v,c_k}^g + \mathbf{D}_{i,c_k}^g \mathbf{ED}_{v,vsi_k}^g \right) \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_{r,\mu f_k}^g &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{r,c_k}^g + \mathbf{B}_{i,c_k}^g \mathbf{ED}_{c,vsi_k}^g \mathbf{N}_1^{-1} \mathbf{D}_{r,c_k}^g \\ \mathbf{B}_{c,vsi_k}^g \mathbf{N}_1^{-1} \mathbf{D}_{r,c_k}^g \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_{\mu f_k}^g &= \left[\mathbf{D}_{c,vsi_k}^g \mathbf{N}_1^{-1} \mathbf{C}_{c_k}^g \quad \left[\mathbf{C}_{vsi_k}^g + \mathbf{D}_{c,vsi_k}^g \mathbf{N}_1^{-1} \left(\mathbf{D}_{i,c_k}^g \mathbf{EC}_{vsi_k}^g + \mathbf{D}_{\omega,c_k}^g \mathbf{F} \right) \right] \right] \\ \mathbf{D}_{v,\mu f_k}^g &= \mathbf{D}_{v,vsi_k}^g + \mathbf{D}_{c,vsi_k}^g \mathbf{N}_1^{-1} \left(\mathbf{D}_{v,c_k}^g + \mathbf{D}_{i,c_k}^g \mathbf{ED}_{v,vsi_k}^g \right) \\ \mathbf{D}_{r,\mu f_k}^g &= \mathbf{D}_{c,vsi_k}^g \mathbf{N}_1^{-1} \mathbf{D}_{r,c_k}^g \\ \mathbf{N}_1 &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_{i,c_k}^g \mathbf{ED}_{c,vsi_k}^g\end{aligned}$$

Após a obtenção dos modelos linearizados de cada microfonte, deve-se então agrupar todos esses modelos em uma única equação de estados para tornar possível a integração com o modelo da rede elétrica. A equação de estados que agrupa os modelos de todas as microfontes conectadas à microrrede é dada por:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}}_{\mu f} &= \mathbf{A}_{\mu f}^g \Delta \mathbf{x}_{\mu f} + \mathbf{B}_{v,\mu f}^g \Delta \mathbf{v}_{dq}^g + \mathbf{B}_{r,\mu f}^g \Delta \mathbf{Ref} \\ \Delta \mathbf{y}_{\mu f}^g &= \mathbf{C}_{\mu f}^g \Delta \mathbf{x}_{\mu f} + \mathbf{D}_{v,\mu f}^g \Delta \mathbf{v}_{dq}^g + \mathbf{D}_{r,\mu f}^g \Delta \mathbf{Ref}\end{aligned}\quad (4.102)$$

onde cada matriz dessa equação de estados é uma matriz bloco-diagonal composta pelas matrizes dos modelos individuais de cada microfonte.

4.7.3 Modelo completo da microrrede (conexão dos modelos das microfones e da rede elétrica)

O modelo linearizado das microfones, em coordenadas globais, é dado pela Eq. (4.102). O modelo linearizado da rede elétrica é dado pela Eq. (4.33), reproduzida a seguir:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}}_n &= \mathbf{A}_n \Delta \mathbf{x}_n + \mathbf{B}'_n \Delta \mathbf{u}'_n \\ \Delta \mathbf{y}_n &= \mathbf{C}_n \Delta \mathbf{x}_n + \mathbf{D}'_n \Delta \mathbf{u}'_n\end{aligned}\quad (4.103)$$

Conhecendo a relação entre entradas e saídas dos modelos das microfones, (4.102), e da rede elétrica (4.103), dada por

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{v}_{dq}^g = \Delta \mathbf{y}_n \\ \Delta \mathbf{u}'_n = \Delta \mathbf{y}_{\mu f}^g \end{cases}$$

é possível, através da manipulação matemática de (4.102) e (4.103), derivar o modelo completo da microrrede. Detalhes desse procedimento serão omitidos, uma vez que se trata de manipulação matemática direta das equações em questão. O modelo linearizado da microrrede é dado por:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}}_{\mu r} &= \mathbf{A}_{\mu r} \Delta \mathbf{x}_{\mu r} + \mathbf{B}_{\mu r} \Delta \mathbf{Ref} \\ \Delta \mathbf{y}_{\mu r} &= \mathbf{C}_{\mu r} \Delta \mathbf{x}_{\mu r} + \mathbf{D}_{\mu r} \Delta \mathbf{Ref}\end{aligned}\quad (4.104)$$

onde:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{\mu r} &= [\mathbf{x}_{\mu f}^t \quad \mathbf{x}_n^t]^t \\ \mathbf{A}_{\mu r} &= \begin{bmatrix} \left(\mathbf{A}_{\mu f}^g + \mathbf{B}_{v,\mu f}^g \mathbf{D}'_n \mathbf{N}_2^{-1} \mathbf{C}_{\mu f}^g \right) & \mathbf{B}_{v,\mu f}^g \left(\mathbf{C}_n + \mathbf{D}'_n \mathbf{N}_2^{-1} \mathbf{D}_{v,\mu f}^g \mathbf{C}_n \right) \\ \mathbf{B}'_n \mathbf{N}_2^{-1} \mathbf{C}_{\mu f}^g & \left(\mathbf{A}_n + \mathbf{B}'_n \mathbf{N}_2^{-1} \mathbf{D}_{v,\mu f}^g \mathbf{C}_n \right) \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_{\mu r} &= \begin{bmatrix} \left(\mathbf{B}_{r,\mu f}^g + \mathbf{B}_{v,\mu f}^g \mathbf{D}'_n \mathbf{N}_2^{-1} \mathbf{D}_{r,\mu f}^g \right) \\ \mathbf{B}'_n \mathbf{N}_2^{-1} \mathbf{D}_{r,\mu f}^g \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_{\mu r} &= \begin{bmatrix} \left(\mathbf{C}_{\mu f}^g + \mathbf{D}_{v,\mu f}^g \mathbf{D}'_n \mathbf{N}_2^{-1} \mathbf{C}_{\mu f}^g \right) & \mathbf{D}_{v,\mu f}^g \left(\mathbf{C}_n + \mathbf{D}'_n \mathbf{N}_2^{-1} \mathbf{D}_{v,\mu f}^g \mathbf{C}_n \right) \end{bmatrix} \\ \mathbf{D}_{\mu r} &= \mathbf{D}_{r,\mu f}^g + \mathbf{D}_{v,\mu f}^g \mathbf{D}'_n \mathbf{N}_2^{-1} \mathbf{D}_{r,\mu f}^g \\ \mathbf{N}_2 &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_{v,\mu f}^g \mathbf{D}'_n\end{aligned}$$

4.8 Conclusões

Este capítulo apresenta uma metodologia para o desenvolvimento de um modelo linearizado para microrredes. Essa metodologia baseia-se em uma estratégia de modelagem modular, onde o modelo de cada componente da microrrede é desenvolvido individualmente e, posteriormente, todos as equações de estado linearizadas de cada componente são agregadas em um único modelo, formando o modelo completo da microrrede. Esse modelo é extremamente útil para aplicações de análise de estabilidade a pequenas perturbações de microrredes (tanto em modo interligado quanto em modo isolado), projeto de controladores para as microfones bem como a investigação das interações dinâmicas entre os controladores.

Apesar de a metodologia aqui apresentada ter sido aplicada a somente um tipo de microfonte (VSIs com filtro de saída *LCL*) é possível a utilização do mesmo modelo da microrrede mesmo na presença de outros tipos de fontes. Para tanto, basta modelar as microfones na forma de (4.101) (a única alteração nesses casos seria nas estruturas de cada matriz da equação de estados), pois dessa forma as relações entre entradas e saídas de todos os modelos continuam válidas e, portanto, o modelo completo da microrrede também.

É possível também a representação das fontes primárias. Nesses casos, a dinâmica dessas fontes seria acoplada à dinâmica do VSI por meio da variável V_{dc} , a qual deixaria de ser um parâmetro do modelo do VSI para se tornar uma variável de estado do modelo. O modelo completo das máquinas síncronas (geralmente conectadas diretamente à rede) também pode ser representado na forma de (4.101). Deve-se atentar ao fato de que o modelo da máquina síncrona deve incluir também as equações dinâmicas do estator, ou seja, a máquina deve ser representada pelo seu modelo completo em coordenadas de Park [98].

Os modelos desenvolvidos nesse capítulo serão posteriormente utilizados para: (i) análise e ajuste dos controladores dos VSIs (Capítulo 5); (ii) análise de estabilidade a pequenas perturbações da microrrede (Capítulo 6). A validação do modelo completo da microrrede é realizada através de simulações não lineares no domínio do tempo utilizando o programa PSCAD/EMTDC (Capítulo 6).

5 ESTRUTURA E MODELO MATEMÁTICO DOS CONTROLADORES DOS VSIS

5.1 Introdução

A estrutura geral de uma microfonte depende da fonte primária (eólica, fotovoltaica, microturbina, etc.), o que faz com que diferentes configurações de equipamentos para essas fontes sejam possíveis [127, 128]. A Figura 5.1 apresenta a estrutura geral de uma microfonte que faz uso de um conversor *back-to-back* para a conexão com a rede. O conversor *back-to-back* bidirecional é composto por dois conversores PWM convencionais. O conversor de entrada, conectado à fonte primária, normalmente opera de forma a garantir a máxima extração de potência da fonte primária. Esse conversor é responsável por converter a energia da fonte primária para corrente contínua. O conversor de saída, conectado à rede, é responsável pelas interações da fonte com a rede elétrica. Esse conversor é controlado de forma a injetar determinados níveis de potência ativa e reativa no sistema [128].

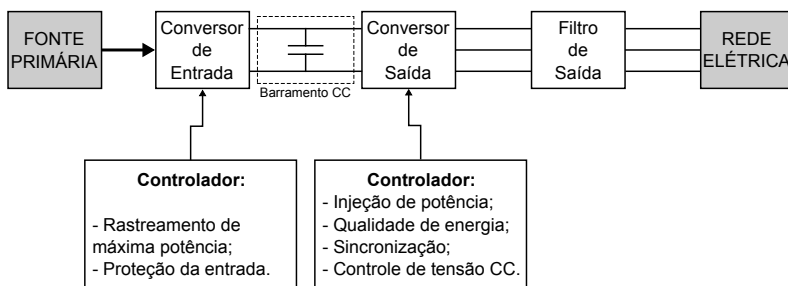


Figura 5.1 – Estrutura geral de uma microfonte conectada à rede por meio de conversores estáticos.

Neste capítulo serão apresentados alguns aspectos referentes ao controle do conversor do lado da rede, os quais são geralmente implementados na forma de VSIs. A Seção 5.2 apresenta uma revisão bibliográfica do problema do controle de VSIs para aplicações em sistemas elétricos de potência. Na Seção 5.3 são apresentadas as estruturas dos controladores dos VSIs para aplicações em microrredes propostos nesse trabalho e cujos modelos matemáticos são apresentados na Seção 5.4. A Seção 5.5 é dedicada às conclusões parciais desse capítulo.

5.2 Controle de VSIs

Nesta seção é apresentada uma revisão bibliográfica do problema do controle de VSIs para aplicação em sistemas elétricos de potência.

5.2.1 Objetivos do Controle dos VSIs

Os objetivos principais dos sistemas de controle dos VSIs são [129]:

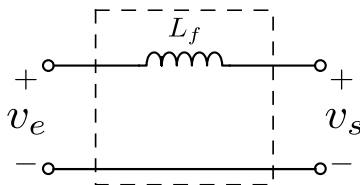
- Controle da qualidade de energia elétrica;
- Controle de injeção de potência ativa e reativa;
- Sincronização com a rede.

5.2.1.1 Controle da qualidade de energia

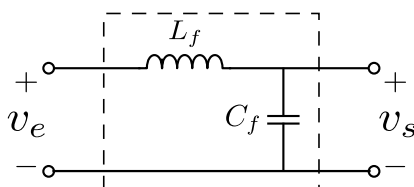
Os equipamentos baseados em eletrônica de potência são fontes de harmônicos de corrente e, em alguns casos, causadores de interferência eletromagnética em outros equipamentos [130]. Os harmônicos de corrente, em sua grande maioria, são de baixa ordem e elevada amplitude, podendo causar distorções nas tensões da rede, bem como resultar em maiores perdas e/ou distúrbios aos consumidores [128]. É necessário, portanto, reduzir ao máximo possível a injeção de harmônicos na rede de modo a evitar a degradação da qualidade de energia elétrica.

A frequência de chaveamento dos conversores PWM (tais como os VSIs) concentram-se geralmente na faixa de poucos kHz. Nesses casos, os harmônicos de ordem elevada possuem, em geral, baixa magnitude e podem ser atenuados com a utilização de filtros conectados à saída dos conversores [131–135]. Uma breve descrição dos tipos de filtro mais comumente utilizados nessas aplicações são dadas a seguir.

- *Filtro L*: Esse filtro consiste em um único indutor (ver Figura 5.2) conectado em série com a saída do VSI. Embora essa seja a topologia de filtro com o menor número de componentes, sua resposta dinâmica é, em muitos casos, inadequada devido à elevada queda de tensão no indutor do filtro, ocasionando respostas dinâmicas muito lentas. Além disso, para uma elevada atenuação das componentes harmônicas de corrente, a frequência de chaveamento do conversor deve ser muito alta, o que eleva as perdas de comutação do conversor [135, 136];

Figura 5.2 – Topologia do filtro L .

- *Filtro LC*: Esse filtro é formado por um indutor e um capacitor, conforme mostrado na Figura 5.3. Com valores mais altos de capacitância, o valor da indutância pode ser reduzido, o que diminui também as perdas e os custos de implementação do filtro [128]. Entretanto, valores elevados de capacitância devem ser evitados, uma vez que podem ocasionar elevadas correntes de *inrush*, elevada corrente no capacitor na frequência fundamental da rede e dependência da impedância da rede externa para a atenuação dos harmônicos de corrente. Outro fato que deve ser observado é que esse tipo de filtro forma um circuito LC ressonante. Portanto, um baixo amortecimento da frequência de ressonância do filtro pode resultar em graves oscilações ou sobretensões que podem vir a danificar equipamentos conectados à rede [136–138];

Figura 5.3 – Topologia do filtro LC .

- *Filtro LCL*: Esse filtro apresenta uma melhor atenuação do que o filtro LC (e como consequência menor *ripple* de corrente) e uma menor dependência dos parâmetros da rede no desempenho do filtro. Essas vantagens são obtidas utilizando componentes de menor valor que para o filtro LC , o que é uma grande vantagem em aplicações de alta potência [128]. Além disso, esse filtro provê uma saída indutiva no ponto de conexão com a rede, o que reduz as correntes de *inrush* [134, 136]. A topologia do filtro LCL é apresentada na Figura 5.4.

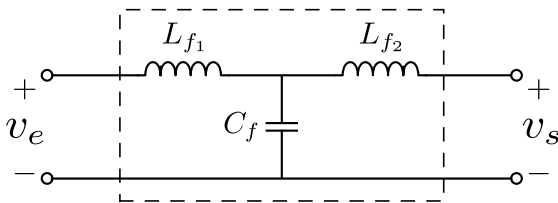


Figura 5.4 – Topologia do filtro *LCL*.

A utilização de filtros *LC* ou *LCL* requer alguns cuidados devido às suas características de ressonância, o que torna os procedimentos de projeto dos filtros mais complexos [139]. Para evitar problemas de estabilidade quando da utilização desses tipos de filtro pode-se utilizar resistores para prover amortecimento ao filtro (amortecimento passivo). Essa estratégia de amortecimento, apesar de bastante simples e confiável, tem como grande desvantagem as perdas no resistor de amortecimento. Atualmente, a tendência é utilizar técnicas de amortecimento ativo em substituição ao uso de resistores de amortecimento. Esse amortecimento ativo é obtido por meio da alteração das estratégias de controle dos conversores, conforme apresentado em [140–144].

Em aplicações para microrredes, os filtros *LCL* são mais adequados, ainda que o controle de VSIs com esse tipo filtro de saída seja mais complexo [118].

5.2.1.2 Controle de injeção de potência

O controle dos níveis de injeção de potência ativa e reativa das microfones é a função mais importante dos controladores dos VSIs. Nas máquinas síncronas, o controle de injeção de potência ativa é relacionado ao controle de frequência, a qual é proporcional à velocidade de rotação da máquina. Um aumento de carga acarreta na redução da velocidade e, por consequência, na queda da frequência da rede. A função do controle de frequência é alterar a potência mecânica fornecida à máquina de forma a manter a frequência dentro de limites adequados. Entretanto, em microfones baseadas em conversores estáticos não há uma relação natural entre potência ativa e frequência. Para que o comportamento dessas fontes seja similar ao comportamento de uma máquina síncrona, o sistema de controle de potência ativa do conversor deve implementar uma característica de proporcionalidade entre potência ativa e frequência [128]. O controle de potência reativa é re-

lacionado ao controle de tensão. Nesses casos, dependendo das regras de operação do sistema, a microfonte pode operar tanto para manter tensão constante em determinado ponto da rede quanto fornecendo compensação local de potência reativa [128].

O controle de injeção de potência ativa e reativa dos VSIs pode ser realizado de maneira independente. Para tanto, o controle é geralmente implementado no sistema de referência síncrona (sistema dq).

5.2.1.3 Sincronização com a rede

Outra função muito importante dos controladores dos VSIs é a sincronização da microfonte com a tensão no ponto de conexão com a rede. Adicionalmente, devido à grande quantidade de microfones operando em uma microrrede, há também a necessidade de que essas fontes permaneçam sincronizadas mesmo na ocorrência de perturbações de curta duração na rede. Isso significa que se deve manter a microfonte em operação mesmo quando da ocorrência de pequenas variações de tensão e/ou frequência da rede [128].

O ângulo de fase da tensão no ponto de conexão da microfonte com a rede é uma informação fundamental para a implementação dos controladores dos VSIs e, portanto, deve ser um sinal livre de ruídos e sincronizado com a tensão da rede. Dessa forma, é importante para o controle da microfonte que se tenha uma detecção rápida e precisa da componente de sequência positiva da tensão da rede [145]. Alguns dos principais métodos de sincronização utilizados no controle de VSIs são apresentados a seguir.

- *Método da detecção de passagem por zero*: Esse é o método de sincronização mais simples possível e consiste em detectar a passagem da forma de onda de tensão da rede por zero. Entretanto, os cruzamentos por zero podem ser detectados somente a cada meio ciclo da rede, o que leva a um desempenho dinâmico bastante limitado [125, 146]. Esse método também é pouco robusto à presença de ruído nos sinais medidos.
- *Algoritmos de filtragem nas referências dq e $\alpha\beta$* : O ângulo de fase da tensão da rede pode ser obtido por meio da filtragem dos sinais de tensão da rede. Dependendo do sistema de referência no qual o filtro é implementado, duas estruturas básicas podem ser implementadas: filtragem no sistema de referência estacionário $\alpha\beta$ e filtragem no sistema de referência síncrono dq . Esta técnica per-

mite uma melhor sincronização com a rede em relação ao método da detecção de passagem por zero, mas apresenta desempenho insatisfatório quando da ocorrência de variações de parâmetros e/ou topologia ou faltas na rede [125].

- *Phase-Locked Loop (PLL)*: Atualmente, a técnica mais utilizada para a obtenção do ângulo de fase (e, por consequência, a sincronização com a rede) é o PLL [125]. Um PLL convencional é implementado no sistema de referência dq , conforme representado na Figura 5.5. Esse PLL utiliza um controlador PI para rastrear o ângulo de fase da tensão da rede [128, 147]. A sincronização é realizada definindo-se a referência de tensão de eixo em quadratura igual a zero ($v_q^* = 0$). Em condições ideais da rede, o desempenho desse PLL é satisfatório [128]. Entretanto, sob condição de operação desbalanceada, algumas melhorias em relação ao PLL convencional devem ser implementadas, conforme proposto em [148–151].

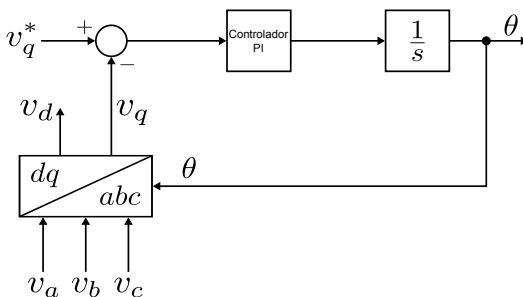


Figura 5.5 – Diagrama de blocos de um PLL trifásico convencional implementado no sistema de referência dq .

5.2.2 Classificação dos Controladores quanto ao Sistema de Referência no qual é Implementado

Atualmente, a grande maioria dos conversores do lado da rede são implementados utilizando um VSI com controle de corrente para regular a corrente injetada na rede [116, 128, 152–155]. As vantagens dos inversores controlados por corrente são: (i) grande precisão do controle da corrente instantânea; (ii) proteção de corrente de pico; (iii) rejeição de sobrecarga; (iv) excelente desempenho dinâmico [128, 156]. Os con-

troladores de corrente podem ser implementados em diferentes sistemas de referência, conforme apresentado a seguir.

5.2.2.1 Controle no sistema de referência natural

A ideia geral do controle de corrente dos VSIs no sistema de referência natural (também conhecido como referência abc) é a utilização de controladores individuais para cada fase. A estrutura básica de um VSI controlado por corrente no sistema de referência abc é apresentada na Figura 5.6.

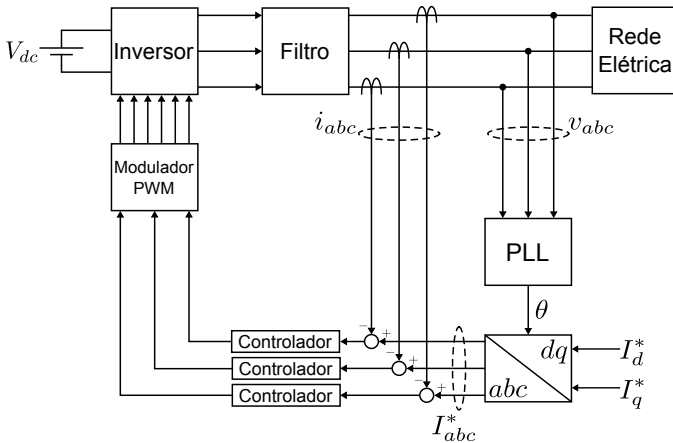


Figura 5.6 – Estrutura básica de um VSI controlado por corrente no sistema de referência abc .

Os controladores implementados na referência abc podem ser divididos em duas classes [125]:

- *Controladores lineares*: Os controladores lineares mais utilizados nesse sistema de referência são proporcional-integral (PI) e o proporcional-ressonante (PR) [129].
- *Controladores não lineares*: Os controladores não lineares mais utilizados são os de controle por histerese e *deadbeat*. Esses controladores são os que possuem o melhor desempenho dinâmico.

Uma vantagem da implementação dos controladores na referência abc é que, se o VSI é conectado à rede por meio de um transformador

ligado em Δ -Y, somente duas correntes podem ser controladas independentemente. A terceira corrente, de acordo com as Leis de Kirchhoff, é a soma das outras duas. Nesses casos são necessárias apenas duas malhas de controle de corrente [128].

5.2.2.2 Controle no sistema de referência estacionário ($\alpha\beta$)

No sistema de referência estacionário, as tensões e as correntes são transformadas para o sistema de referência $\alpha\beta$ utilizando a Transformada de Clarke [121]. Nesse sistema de referência as variáveis de controle são senoidais, o que dificulta o projeto de um controlador com resposta em frequência adequada para regulação na frequência fundamental e que também seja capaz de rejeitar perturbações harmônicas de ordem elevada [128]. Sabe-se que controladores PI não são a melhor escolha para rastreamento de referências senoidais uma vez que não garantem erro nulo em regime permanente para esse tipo de sinais [125].

Uma alternativa para a implementação do controle de corrente na referência $\alpha\beta$ é a utilização de controladores PR. O diagrama de blocos de um controlador de corrente na referência $\alpha\beta$ é apresentado na Figura 5.7. Nesse caso são necessários dois controladores PR: um para o controle da corrente de eixo α e outro para o controle da corrente de eixo β . O controlador PR garante erro nulo na frequência fundamental e, portanto, é possível que i_α e i_β sigam adequadamente as referências I_α^* e I_β^* , respectivamente.

Geralmente, as referências de corrente são dadas na referência dq . Isso ocorre porque nesse sistema de referência o controle de potência ativa e reativa pode ser realizado de maneira independente por meio do controle de i_d e i_q , respectivamente. Portanto, as correntes de referência I_α^* e I_β^* devem ser obtidas por meio da transformação das correntes de referência no sistema dq para o sistema $\alpha\beta$ através de uma transformação dq para $\alpha\beta$. Para tanto, torna-se necessário o uso de um PLL para estimar o ângulo de fase da tensão, necessário para a realização dessa transformação, conforme apresentado na Figura 5.7.

5.2.2.3 Controle no sistema de referência síncrona (dq)

A implementação do controlador de corrente no sistema de referência síncrona requer que as tensões e correntes sejam transformadas para a referência dq . Isso é possível utilizando a Transformada de

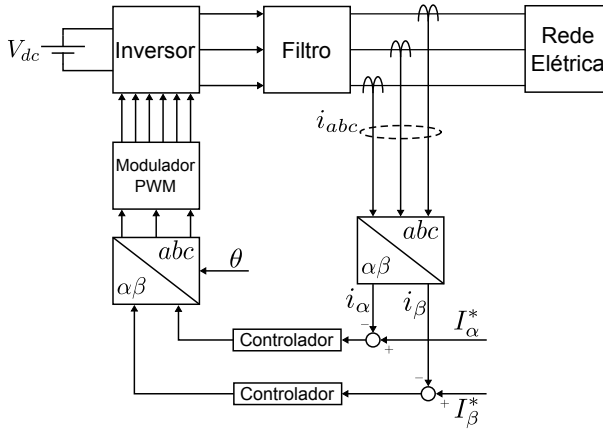


Figura 5.7 – Estrutura básica de um VSI controlado por corrente no sistema de referência $\alpha\beta$.

Park [121]. No sistema de referência dq , as variáveis de controle são sinais CC e, portanto, técnicas clássicas de controle linear podem ser utilizadas. O controlador mais comumente utilizado é o controlador PI [116, 128].

O diagrama de blocos de um VSI controlado por corrente no sistema de referência dq é apresentado na Figura 5.8. Essa estrutura de controle necessita da informação do ângulo de fase da tensão da rede para realizar as transformações de coordenadas. Essas informações são fornecidas por um PLL. As potências ativa e reativa injetadas na rede são determinadas pelas correntes de eixo direto e em quadratura, respectivamente [116].

5.2.3 Métodos de Controle Tradicionalmente Utilizados para Implementação dos Controladores de Corrente

Conforme apresentado na Seção 5.2.2, a maior parte dos conversores do lado da rede utilizados em microrredes adotam a topologia de VSI controlado por corrente. Esses controladores de corrente são geralmente implementados do seguinte modo:

- Sistema de referência natural: controladores por histerese [157–159] ou *deadbeat* [160–172];
- Sistema de referência estacionário: controladores PR [173–176];

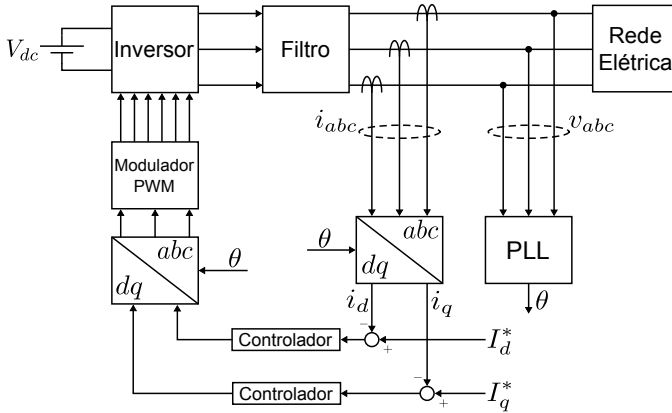


Figura 5.8 – Estrutura básica de um VSI controlado por corrente no sistema de referência dq .

- Sistema de referência síncrono: controladores PI [129, 177, 178] e controladores multimalhas [139, 179–181].

5.2.3.1 Controle PI

O controle proporcional-integral é geralmente implementado no sistema de referência dq [129, 177, 178]. A função de transferência do controlador PI é dada por:

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (5.1)$$

onde K_p e K_i são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

Esse controlador é considerado uma boa solução para o problema de rastreamento de correntes senoidais em sistemas trifásicos balanceados [128]. Entretanto, não apresenta bom desempenho em operação desbalanceada [182] e a capacidade de compensação de harmônicos de corrente também é bastante limitada [128]. A implementação de controladores PI no sistema de referência dq é mais complexa do que a implementação de controladores PR no sistema de referência $\alpha\beta$, uma vez que são necessárias duas transformações de sistema de referência e, por consequência, é necessário o uso de um PLL. Outra desvantagem desse tipo de controlador é que não podem ser aplicados diretamente a sistemas monofásicos.

Uma melhora no desempenho desses controladores é obtida utilizando técnicas de *feed-forward* e/ou técnicas de desacoplamento das variáveis de eixo direto e em quadratura [125, 129, 178]. Essas técnicas funcionam bem para VSIs com filtros de saída do tipo L ou LC . Entretanto, para conversores com filtro de saída LCL , o uso dessas técnicas se torna bastante complicado, conforme apresentado em [116, 183].

Uma vantagem desse tipo de controlador é a possibilidade de controlar potência ativa e reativa independentemente por meio do controle das correntes de eixo direto e em quadratura, respectivamente [107, 116, 128].

5.2.3.2 Controle PR

O controlador proporcional-ressonante (PR) é geralmente implementado no sistema de referência $\alpha\beta$, mas também pode ser facilmente implementado no sistema de referência abc [128, 173–176]. Esse controlador proporciona ganhos elevados na frequência fundamental da rede e, portanto, é capaz de rastrear referências senoidais nessa frequência [125, 129, 174]. A função de transferência do controlador PR é dada por:

$$C_{PR}(s) = K_p + K_r \frac{s}{s^2 + \omega_r^2} \quad (5.2)$$

onde ω_r é a frequência de ressonância do controlador e K_p e K_r são os ganhos proporcional e ressonante, respectivamente. Esse tipo de controlador permite ainda a implementação de compensadores de harmônicos de baixa ordem sem que haja degradação da capacidade de rastreamento de referências senoidais [129]. A função de transferência do compensador de harmônicos é dada por:

$$C_h(s) = \sum_{k=3,5,7,\dots} \left(K_{i_k} \frac{s}{s^2 + (k\omega_r)^2} \right) \quad (5.3)$$

onde k é a ordem do harmônico. Para que esse controlador apresente bom desempenho, a frequência de ressonância do controlador deve ser igual à frequência fundamental da rede. Como a frequência da rede pode variar, torna-se necessária a adaptação dos parâmetros do controlador de acordo com a frequência atual da rede [176].

5.2.3.3 Controle *Deadbeat*

Os controladores *deadbeat* são bastante utilizados para controle de correntes senoidais em diferentes aplicações, devido ao seu excelente desempenho dinâmico [160–172]. Teoricamente, esses controladores têm largura de banda elevada, o que é uma característica importante para rastreamento de sinais senoidais [128]. O princípio de funcionamento desse controlador é calcular a derivada da variável controlada de forma a prever o efeito futuro da ação de controle. Esses controladores são bastante utilizados para controle de corrente em VSIs controlados por corrente. Uma desvantagem desse método de controle é a sua baixa robustez em relação a variações de parâmetros do sistema [177, 178].

5.2.3.4 Controle por Histerese

O controle por histerese (também conhecido como Modulação por Limites de Corrente) é de fácil implementação e apresenta resposta dinâmica rápida [157–159]. Geralmente a saída do controlador por histerese é o estado das chaves do conversor e, portanto, para a implementação desse controlador em um VSI trifásico são necessárias três malhas de controle (uma para cada fase).

A ideia básica do controle de corrente por histerese é comparar individualmente as correntes de saída do conversor com as respectivas correntes de referência de cada fase. Os sinais de chaveamento são gerados diretamente quando o erro ultrapassa uma faixa de tolerância pré-especificada. O controle por histerese é bastante robusto com relação a variações de parâmetros do sistema e sua implementação é bastante simples. Além disso, esse tipo de controlador possui uma característica natural de proteção contra sobrecorrente e também uma resposta dinâmica bastante rápida. Entretanto, como as correntes das três fases são controladas independentemente com um retardo de controle (o que elimina virtualmente a possibilidade de gerar vetores de tensão nulos), os *ripples* de corrente podem ser elevados e a taxa de distorção harmônica total pode atingir valores inaceitáveis [128]. Além disso, a frequência de chaveamento do conversor é dependente dos parâmetros de carga e varia com a tensão AC da rede. Também é difícil projetar um filtro de saída para o VSI devido à característica aleatória do controlador [128]. Há alguns trabalhos propostos na literatura que procuram resolver o problema da frequência de chaveamento variável, tal como discutido em [125, 129, 157, 158, 184, 185].

5.2.3.5 Controle Multimalhas

Os controladores multimalhas têm recebido atenção especial para aplicações em controle de VSIs por sua simplicidade e facilidade de implementação [128]. Esses controladores são geralmente utilizados para controlar a tensão terminal ou a corrente de saída dos VSIs com filtros de saída do tipo LC e LCL . Essa estrutura de controle é geralmente composta por duas malhas: uma interna, responsável por garantir resposta dinâmica rápida e melhoria da estabilidade, e uma malha externa, responsável pela garantia de seguimento de referência (tensão, corrente, potência ativa, potência reativa, etc.) [186].

Em aplicações de VSIs com filtro de saída LC em sistemas isolados, ou seja, VSIs alimentando cargas locais sem conexão com a rede principal, utiliza-se uma estrutura de controle de tensão multimalhas com realimentação da corrente do capacitor para eliminar problemas de ressonância do filtro LC , aumentar a estabilidade do sistema, melhorar o desempenho dinâmico e também para prover rastreamento de referência de tensão [179–181].

Em [139] é proposta uma estratégia de controle da corrente de saída de um VSI com filtro de saída LCL conectado à rede. Nesse caso, uma malha externa (do tipo controle proporcional-integral) é utilizada para garantir rastreamento de referência para corrente de saída do conversor, enquanto uma malha interna de controle de corrente do capacitor é utilizada para estabilizar o sistema.

5.3 Estrutura dos Controladores de VSI Propostos neste Trabalho

Nesta seção serão apresentadas as estruturas dos controladores de VSI para aplicação em microrredes propostos neste trabalho. Tanto os controladores para operação em modo interligado quanto para operação em modo isolado serão apresentados. Esses controladores são implementados no sistema de referência dq e baseiam-se na estratégia de controle multimalhas, descrita anteriormente.

A estrutura básica do controlador do VSI que é utilizada nesse trabalho é apresentada na Figura 5.9. O filtro de saída do VSI é um filtro do tipo LCL , o que implica maior complexidade do controlador, conforme já mencionado anteriormente. A estrutura de controle é formada basicamente por três módulos: (i) filtragem dos valores medidos de tensão terminal e corrente de saída do VSI; (ii) malha interna de

controle de corrente; (iii) malha externa de controle de potência ativa e de potência reativa (ou de tensão).

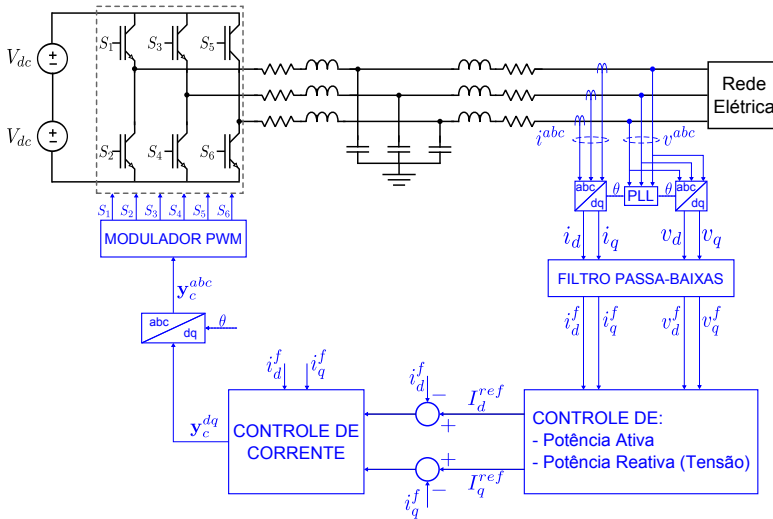


Figura 5.9 – Visão geral da estrutura de controle proposta para aplicação em VSIs trifásicos com filtro de saída *LCL*.

5.3.1 Controlador para Operação em Modo Interligado

Conforme mencionado no Capítulo 3, o objetivo dos controladores das microfontes em modo interligado é garantir a injeção de potência ativa e reativa, de acordo com valores pré-especificados. Em alguns casos especiais, esses controladores podem também realizar o controle da magnitude de tensão terminal da microfonte. Entretanto, neste trabalho, esse último tipo de controlador será desconsiderado (o que não causa perda de generalidade da metodologia desenvolvida no trabalho).

A estrutura do controlador para operação em modo interligado segue a estrutura geral de controle apresentada na Figura 5.9. Detalhes da estrutura de cada módulo do controlador são apresentados a seguir.

- *Módulo de filtragem dos sinais medidos:*

Esse módulo é composto por quatro filtros passa-baixa de primeira ordem aplicados às componentes de eixo direto e em quadratura

da tensão terminal e da corrente de saída do VSI. O diagrama de blocos desse módulo é apresentado na Figura 5.10.

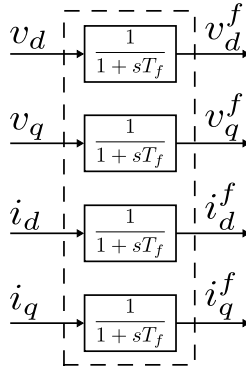


Figura 5.10 – Controlador para modo interligado: módulo de filtragem dos sinais medidos.

- *Módulo de controle de potência ativa e reativa:*

O diagrama de blocos do módulo de controle de potência ativa e reativa é apresentado na Figura 5.11. Esse módulo é responsável pela geração das correntes de referência de eixo direto e em quadratura para a malha de controle de corrente a partir de referências de potência ativa e reativa pré-especificadas.

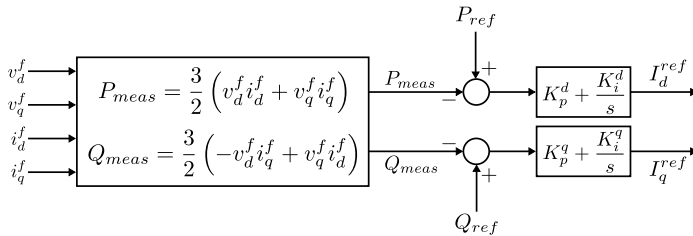


Figura 5.11 – Controlador para modo interligado: módulo de controle de potência.

Conforma mencionado no Capítulo 4, a convenção utilizada neste trabalho para a transformação do sistema de referência abc para o sistema de referência $dq\theta$ considera que o eixo em quadratura está adiantado em relação ao eixo direto. Dessa forma, as expressões das injeções

de potência ativa e reativa são dadas, respectivamente, por:

$$P = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (5.4)$$

$$Q = \frac{3}{2} (-v_d i_q + v_q i_d) \quad (5.5)$$

Devido à ação do PLL, em regime permanente $v_q = 0$. Dessa forma, as expressões matemáticas das injeções de potência ativa e reativa se resumem, respectivamente, a:

$$P = \frac{3}{2} v_d i_d \quad (5.6)$$

$$Q = -\frac{3}{2} v_d i_q \quad (5.7)$$

Portanto, as injeções de potência ativa e reativa devem ser controladas pelas componentes de eixo direto e em quadratura da corrente de saída do conversor, respectivamente.

A corrente de referência de eixo direto é gerada a partir do controle da injeção de potência ativa por meio da utilização de um controlador PI. A corrente de referência de eixo em quadratura é gerada a partir do controle da injeção de potência reativa também utilizando um controlador PI.

Em resumo, o controle de potência ativa é composto por um bloco responsável pelo cálculo das injeções de potência ativa e reativa a partir das componentes de eixo direto e em quadratura da tensão terminal e da corrente de saída do VSI e dois controladores do tipo PI responsáveis pela geração das correntes de referência de eixo direto e em quadratura a partir do controle das injeções de potência ativa e reativa, respectivamente.

- *Módulo de controle de corrente:*

O controlador de corrente proposto neste trabalho é baseado na teoria de controle multivariável por realimentação de estados [187] e foi proposto como alternativa aos métodos de controle classicamente utilizados nessas aplicações (baseados na teoria de controle monovariável), conforme discutido em [116].

Sabe-se que o controle por realimentação de estados tradicional necessita de medições de todas as variáveis de estado do sistema, o que em muitos casos não é possível. No caso do controle de VSIs com filtro de saída *LCL*, seria possível medir todas as variáveis de estado (tensão

no capacitor, corrente no indutor do lado do conversor e corrente no indutor do lado da rede), dada a pequena quantidade de variáveis a medir. Entretanto, por razões práticas, é desejável que sejam feitas somente medidas da corrente do lado da rede e da tensão terminal do VSI. Torna-se necessária, portanto, a utilização de um observador de estados [187] para estimar as outras variáveis de estado que não são medidas diretamente. O uso de um observador de estados é viável nessa aplicação devido ao baixo número de variáveis de estado do sistema. Deve-se ressaltar também que o sistema deve ser completamente observável.

Outra limitação do controle por realimentação de estados tradicional é a sua incapacidade de prover seguimento de referência, uma vez que esse tipo de controlador é indicado para problemas de regulação e não para seguimento de referência [188]. Para que seja possível realizar seguimento de referência utilizando a técnica de realimentação de estados é necessário expandir o modelo da planta de forma a incluir integradores em série com as entradas do sistema. Como cada integrador adicionado resulta em uma nova variável de estado na planta, torna-se necessário aumentar o modelo do sistema, conforme segue:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}} \\ \Delta \dot{\mathbf{x}}_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \Delta \mathbf{x}_I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{r} \quad (5.8)$$

onde \mathbf{x} é o vetor de estados da planta, \mathbf{x}_I é o vetor de estado dos integradores, \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} são as matrizes do modelo no espaço de estados do sistema, \mathbf{u} é o vetor de entradas e \mathbf{r} é o vetor de entradas de referência.

O projeto do controlador é, então, realizado utilizando o modelo aumentado da planta. Os resultados do projeto do controlador são uma matriz \mathbf{K} de ganhos de realimentação de estados e uma matriz \mathbf{K}_I dos ganhos dos integradores. O diagrama de blocos do controlador de corrente proposto neste trabalho é apresentado na Figura 5.12.

5.3.2 Controladores para Operação em Modo Isolado

Em modo isolado, o objetivo dos controladores dos VSIs é garantir que o desbalanço entre carga e geração resultante da desconexão da rede principal seja suprido por todas as fontes conectadas à microrrede. Neste trabalho adotou-se a filosofia *Multi-Master Operation*, na qual três estratégias de controle dos VSIs são possíveis:

- Controle em modo PQ (Tipo 0): nesse caso, o VSI continua a

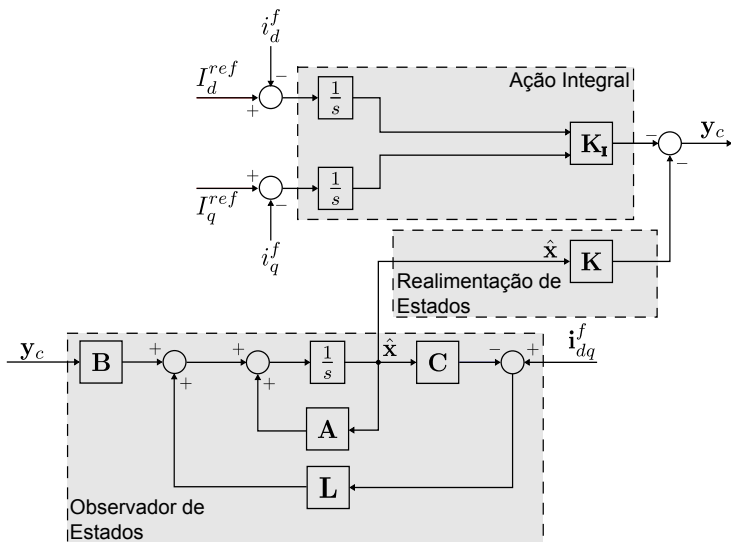


Figura 5.12 – Controlador para modo interligado: módulo de controle de corrente.

operar da mesma forma que no modo de operação interligada, ou seja, fornecendo potência ativa e reativa de acordo com valores de referência pré-especificados.

- Controle baseado em características de estatismo $P - f$ e $Q - V$ (Tipo 1): nesse caso, o VSI tem seus níveis de injeção de potência ativa e reativa ajustados de acordo com o desvio de frequência e de tensão no ponto de conexão do VSI com a rede, respectivamente.
- Controle baseado em característica de estatismo $P - f$ e regulação de tensão (Tipo 2): nesse caso, o VSI tem seu nível de injeção de potência ativa ajustado de acordo com o desvio de frequência, seguindo uma característica de estatismo $P - f$ convencional. A injeção de potência reativa é ajustada de forma a manter a tensão terminal da microfonte em um valor pré-especificado.

5.3.2.1 Controlador Tipo 0

O controlador do Tipo 0 para operação em modo isolado é exatamente igual ao controlador para operação em modo interligado apre-

sentado na Subseção 5.3.1.

5.3.2.2 Controlador Tipo 1

O controlador do Tipo 1 para operação em modo isolado implementa as características de estatismo de potência ativa-frequência e potência reativa-tensão, de modo a permitir que o VSI no qual ele é utilizado participe do compartilhamento de carga durante a operação em modo isolado. Essa estrutura de controle também segue a estrutura geral do controlador dos VSIs proposta neste trabalho e apresentada na Figura 5.9. Detalhes da estrutura de cada módulo desse controlador são apresentados a seguir.

- *Módulo de filtragem dos sinais medidos:*

Esse módulo é composto por quatro filtros passa-baixa de primeira ordem para as componentes de eixo direto e em quadratura da tensão terminal e da corrente de saída do VSI, tal como utilizado no controlador para modo interligado. O diagrama de blocos desse módulo é o mesmo apresentado na Figura 5.10.

- *Módulo de controle de potência ativa e reativa:*

O controle de potência ativa do VSI é baseado na característica de estatismo de potência ativa-frequência apresentada na Figura 5.13. Essa característica de estatismo é utilizada devido ao fato de que, em modo isolado, a frequência da rede varia livremente uma vez que, na grande maioria dos casos, nenhuma microfonte tem capacidade suficiente para assumir a diferença entre carga e geração resultante da desconexão da rede principal. Dessa forma não é possível manter a frequência da rede na frequência nominal.

A característica de estatismo $P - f$ permite limitar as excursões de frequência, porque a frequência é utilizada como informação para todas as microfones ajustarem automaticamente sua geração de potência ativa de forma a suprir a carga durante a operação em modo isolado [99].

A equação que descreve matematicamente uma característica de estatismo $P - f$ típica, conforme a apresentada na Figura 5.13, é dada por:

$$P_{ref} = -K_{\omega}(\omega - \omega_0) + P_0 \quad (5.9)$$

onde P_{ref} é a referência de potência ativa para a geração da corrente de referência de eixo direto, K_{ω} é a característica de estatismo $P - f$

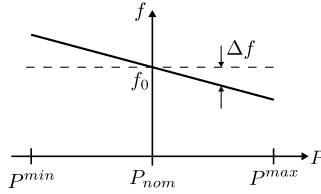


Figura 5.13 – Característica de estatismo potência ativa-frequência.

e P_0 representa a referência de potência ativa inicial (é por meio dessa entrada que o MGCC atua para otimizar a operação da microrrede em modo isolado).

O controle de potência reativa é baseado na característica de estatismo de potência reativa-tensão apresentada na Figura 5.14. Essa característica de estatismo é utilizada em conjunto com um controlador PI para gerar a corrente de referência de eixo em quadratura. Nesse caso, a injeção de potência reativa é alterada de acordo com a variação da tensão terminal do VSI de modo que, se a tensão terminal diminui, a injeção de potência reativa é elevada de forma a minimizar essa queda de tensão, mantendo as tensões na rede dentro de uma faixa de valores aceitável.

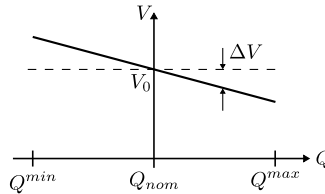


Figura 5.14 – Característica de estatismo potência reativa-tensão.

A equação que descreve matematicamente uma característica de estatismo $Q - V$ típica, conforme a apresentada na Figura 5.14, é dada por:

$$Q_{ref} = -K_V (V - V_0) + Q_0 \quad (5.10)$$

onde Q_{ref} é a referência de potência reativa para a geração da corrente de referência de eixo em quadratura, K_V é a característica de estatismo $Q - V$ e Q_0 representa a referência de potência reativa inicial (é através dessa entrada que o MGCC atua para otimizar a operação da microrrede em modo isolado).

A estrutura básica do módulo de controle de potência é apresentada na Figura 5.15. Nessa figura é possível identificar o bloco de cálculo dos valores de injeção de potência ativa e reativa a partir das medidas da corrente de saída e da tensão terminal do VSI, os blocos que implementam as características de estatismo $P-f$ e $Q-V$ e os dois controladores PI utilizados para a geração das correntes de referência de eixo direto e em quadratura.

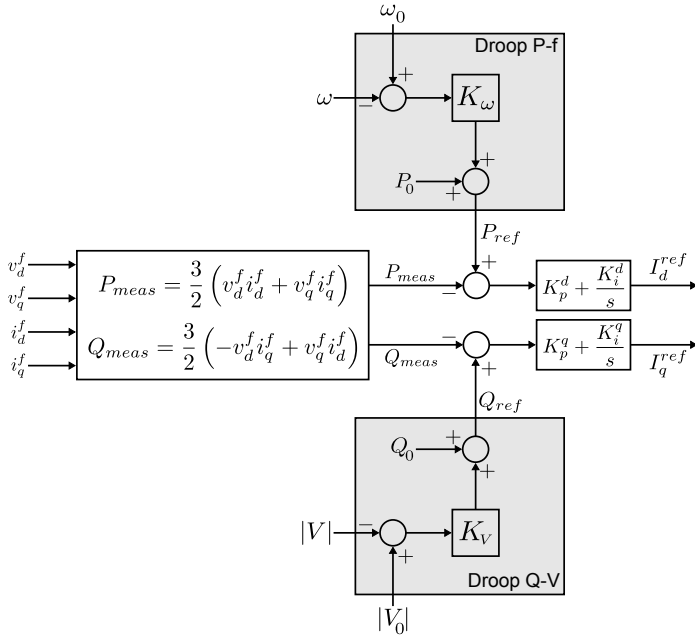


Figura 5.15 – Controlador para modo isolado Tipo 1: módulo de controle de potência.

- *Módulo de controle de corrente:*

O módulo de controle de corrente utilizado no controlador do Tipo 1 para operação em modo isolado é exatamente igual ao utilizado no controlador para operação em modo interligado e, portanto, sua estrutura não será detalhada novamente.

5.3.2.3 Controlador Tipo 2

O controlador do Tipo 2 para operação em modo isolado implementa a característica de estatismo de potência ativa-frequência e o controle da tensão terminal, de modo a permitir que o VSI no qual é utilizado participe do compartilhamento de carga ativa durante a operação em modo isolado, como também mantenha a tensão terminal igual a um valor pré-especificado. Essa estrutura de controle também segue a estrutura geral do controlador dos VSIs proposta nesse trabalho e apresentada na Figura 5.9. Detalhes da estrutura de cada módulo desse controlador são apresentados a seguir.

- *Módulo de filtragem dos sinais medidos:*

Esse módulo é composto por quatro filtros passa-baixa de primeira ordem para as componentes de eixo direto e em quadratura da tensão terminal e da corrente de saída do VSI, tal como utilizado no controlador para modo interligado. O diagrama de blocos desse módulo é o mesmo apresentado na Figura 5.10.

- *Módulo de controle de potência ativa e tensão:*

No controlador do Tipo 2, o controle da injeção de potência ativa é realizado da mesma forma que no controlador do Tipo 1. Detalhes da estrutura de controle de potência ativa desse controlador já foram apresentados anteriormente.

A malha de controle de potência reativa do controlador do Tipo 2 é implementada de forma bastante diferente das implementações da malha de controle de potência reativa utilizadas nos controladores do Tipo 0 e do Tipo 1. Esse controle é baseado no conceito de regulação de tensão, ou seja, a injeção de potência reativa do VSI é controlada de forma a manter a tensão terminal do VSI em um nível pré-especificado (normalmente igual a 1 p.u.). Essa estratégia de controle pode ser interpretada como um caso particular da característica de estatismo $Q - V$, no qual a tangente da curva $V - Q$ é feita igual a zero, especificando implicitamente a referência de potência reativa do VSI. A corrente de referência de eixo em quadratura é obtida com a utilização de um controlador PI, o qual é responsável por manter a tensão terminal igual ao valor de tensão pré-especificado. Essa estratégia de controle de potência reativa é geralmente utilizada nas áreas onde estão conectadas cargas muito sensíveis e com limites de tolerância a desvios de tensão bastante restritos.

A estrutura básica do módulo de controle de potência para o controlador do Tipo 2 é apresentada na Figura 5.16.

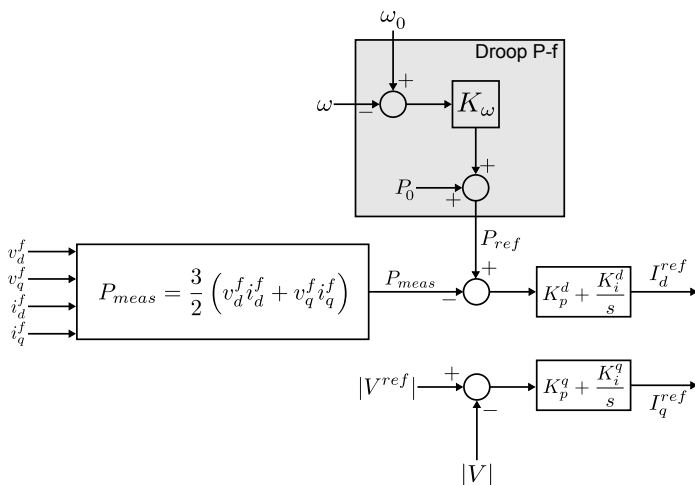


Figura 5.16 – Controlador para modo isolado Tipo 2: módulo de controle de potência ativa e tensão.

- *Módulo de controle de corrente:*

O módulo de controle de corrente utilizado no controlador do Tipo 2 é exatamente igual ao utilizado nos controladores do Tipo 0, do Tipo 1 e no controlador para operação em modo interligado. Detalhes da estrutura do controlador de corrente já foram apresentados anteriormente.

5.4 Modelos Matemáticos dos Controladores de VSI Propostos neste Trabalho

Nesta seção serão apresentados os modelos matemáticos de cada uma das estruturas de controle apresentadas na Seção 5.3 desta dissertação. Todos os modelos que serão aqui apresentados são derivados, de modo a serem compatíveis com a equação de estados dos controladores de VSI proposta na Seção 4.6. Dessa forma, é possível a utilização desses modelos em estudos de estabilidade a pequenas perturbações de microrredes, bem como realizar o ajuste dos controladores utilizando técnicas de ajuste de controladores lineares.

5.4.1 Controlador para Operação em Modo Interligado

O modelo matemático do controlador para operação em modo interligado proposto na Seção 5.3.1 é apresentado a seguir. Primeiramente é apresentado o modelo matemático dos filtros de primeira ordem utilizados para a filtragem dos sinais medidos de tensão terminal e de corrente de saída do VSI (componentes de eixo direto e em quadratura). Na sequência, são apresentados os modelos do módulo de controle de potência e também do módulo de controle de corrente. Por fim, a conexão das equações de estado de cada módulo do controlador é realizada de forma a estabelecer o modelo completo do controlador.

- *Filtro de primeira ordem para as medidas de tensão e corrente:*

A função de transferência do filtro é dada por:

$$G_f(s) = \frac{1}{1 + sT_f} \quad (5.11)$$

onde T_f é a constante de tempo do filtro. As equações de estado linearizadas para cada filtro utilizado no controlador são dadas por:

$$\begin{cases} \Delta \dot{v}_d^f = -\frac{1}{T_f} \Delta v_d^f + \frac{1}{T_f} \Delta v_d \\ \Delta \dot{v}_q^f = -\frac{1}{T_f} \Delta v_q^f + \frac{1}{T_f} \Delta v_q \\ \Delta \dot{i}_d^f = -\frac{1}{T_f} \Delta i_d^f + \frac{1}{T_f} \Delta i_d \\ \Delta \dot{i}_q^f = -\frac{1}{T_f} \Delta i_q^f + \frac{1}{T_f} \Delta i_q \end{cases} \quad (5.12)$$

- *Malha de controle de potência:*

As expressões matemáticas das injeções de potência ativa e reativa, calculadas a partir das componentes de eixo direto e em quadratura da tensão terminal e da corrente de saída do VSI são dadas, respectivamente, por:

$$P_{meas} = \frac{3}{2} \left(v_d^f i_d^f + v_q^f i_q^f \right) \quad (5.13)$$

$$Q_{meas} = \frac{3}{2} \left(-v_d^f i_q^f + v_q^f i_d^f \right) \quad (5.14)$$

Linearizando (5.13) e (5.14) têm-se, respectivamente:

$$\Delta P_{meas} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}i_d^{0,f} & \frac{3}{2}i_q^{0,f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d^f \\ \Delta v_q^f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2}v_d^{0,f} & \frac{3}{2}v_q^{0,f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d^f \\ \Delta i_q^f \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

$$\Delta Q_{meas} = \begin{bmatrix} -\frac{3}{2}i_q^{0,f} & \frac{3}{2}i_d^{0,f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d^f \\ \Delta v_q^f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2}v_q^{0,f} & -\frac{3}{2}v_d^{0,f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d^f \\ \Delta i_q^f \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

As referências de corrente de eixo direto e em quadratura são geradas pela utilização de dois controladores PI: um para o controle de injeção de potência ativa e outro para o controle de injeção de potência reativa. Conforme mencionado anteriormente, a injeção de potência ativa é controlada via corrente de eixo direto, e a injeção de potência reativa é controlada via corrente de eixo em quadratura.

A equação de estados linearizada do controlador PI para a malha de controle de potência ativa é dada por:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{PI}^d = \Delta P_{ref} - \Delta P_{meas} \\ \Delta I_d^{ref} = K_i^d \Delta x_{PI}^d + K_p^d (\Delta P_{ref} - \Delta P_{meas}) \end{cases} \quad (5.17)$$

A equação de estados linearizada do controlador PI para a malha de controle de potência reativa é dada por:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{PI}^q = \Delta Q_{ref} - \Delta Q_{meas} \\ \Delta I_q^{ref} = K_i^q \Delta x_{PI}^q + K_p^q (\Delta Q_{ref} - \Delta Q_{meas}) \end{cases} \quad (5.18)$$

O modelo linearizado do módulo de controle de potência ativa e reativa do VSI conectado à barra k , incluindo as equações de estado dos filtros, é obtido substituindo ΔP_{meas} em (5.17) por (5.15) e ΔQ_{meas} em (5.18) por (5.16). O modelo resultante é dado por:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{p_k} &= \mathbf{A}_{p_k} \Delta \mathbf{x}_{p_k} + \mathbf{B}_{v,p_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{B}_{i,p_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{B}_{r,p_k} \Delta \mathbf{Ref}_k + \mathbf{B}_{\omega,p_k} \Delta \omega_k \\ \Delta \mathbf{I}_{dq_k}^{ref} &= \mathbf{C}_{p_k} \Delta \mathbf{x}_{p_k} + \mathbf{D}_{v,p_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{D}_{i,p_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{D}_{r,p_k} \Delta \mathbf{Ref}_k + \mathbf{D}_{\omega,p_k} \Delta \omega_k \end{aligned} \quad (5.19)$$

onde:

$$\mathbf{x}_{p_k} = \begin{bmatrix} v_{d_k}^f & v_{q_k}^f & i_{d_k}^f & i_{q_k}^f & x_{PI_k}^d & x_{PI_k}^q \end{bmatrix}^t, \quad \mathbf{Ref}_k = \begin{bmatrix} P_{ref_k} & Q_{ref_k} \end{bmatrix}^t,$$

$$\mathbf{A}_{p_k} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_f} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_f} & 0 & 0 \\ -\frac{3}{2}i_d^{0,f} & -\frac{3}{2}i_q^{0,f} & -\frac{3}{2}v_d^{0,f} & -\frac{3}{2}v_q^{0,f} & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}i_q^{0,f} & -\frac{3}{2}i_d^{0,f} & -\frac{3}{2}v_q^{0,f} & \frac{3}{2}v_d^{0,f} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{v,p_k} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{i,p_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{T_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{r,p_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{\omega,p_k} [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^t,$$

$$\mathbf{C}_{p_k} = \begin{bmatrix} -\frac{3}{2}K_p^d i_d^{0,f} & -\frac{3}{2}K_p^d i_q^{0,f} & -\frac{3}{2}K_p^d v_d^{0,f} & -\frac{3}{2}K_p^d v_q^{0,f} & K_i^d & 0 \\ \frac{3}{2}K_p^q i_q^{0,f} & -\frac{3}{2}K_p^q i_d^{0,f} & -\frac{3}{2}K_p^q v_q^{0,f} & \frac{3}{2}K_p^q v_d^{0,f} & 0 & K_i^q \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D}_{v,p_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{i,p_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{r,p_k} = \begin{bmatrix} K_p^d & 0 \\ 0 & K_p^q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{\omega,p_k} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

• *Malha de controle de corrente:*

O modelo linearizado do controlador de corrente baseado no conceito de realimentação de estados é dado por:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{sf_k} &= \mathbf{A}_{sf_k} \Delta \mathbf{x}_{sf_k} + \mathbf{B}_{i,sf_k} \Delta i_{dq_k}^f + \mathbf{B}_{r,sf_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k}^{ref} \\ \Delta \mathbf{y}_{c_k} &= \mathbf{C}_{sf_k} \Delta \mathbf{x}_{sf_k} + \mathbf{D}_{i,sf_k} \Delta i_{dq_k}^f + \mathbf{D}_{r,sf_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k}^{ref} \end{aligned} \quad (5.20)$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{sf_k} &= [\hat{\mathbf{x}}_k^t \quad \mathbf{x}_{I_k}^t]^t, \\ \mathbf{A}_{sf_k} &= \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_{vsi_k} - \mathbf{L}_k \mathbf{E} \mathbf{C}_{vsi_k} - \mathbf{B}_{c,vsi_k} \mathbf{K}_k) & (-\mathbf{B}_{c,vsi_k} \mathbf{K}_{I,k}) \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{i,sf_k} &= \begin{bmatrix} \mathbf{L}_k \\ -\mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{r,sf_k} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{sf_k} = [-\mathbf{K}_k \quad -\mathbf{K}_{I,k}], \\ \mathbf{D}_{i,sf_k} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{r,sf_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

\mathbf{K}_k é a matriz de ganho do controlador por realimentação de estados, \mathbf{K}_{I_k} é a matriz de ganho dos integradores, \mathbf{L}_k é a matriz de ganho do observador de estados.

- *Modelo completo do controlador para operação em modo interligado:*

O modelo completo do controlador para operação em modo interligado é obtido substituindo a expressão de $\mathbf{I}_{dq_k}^{ref}$ – correspondente à equação das saídas em (5.19) – em (5.20) e considerando também que

$$\mathbf{i}_{dq_k}^f = \mathbf{H}\mathbf{x}_{p_k}, \quad (5.21)$$

onde:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

A equação de estados resultante, expressa na forma padrão proposta no Capítulo 4, é dada por:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{c_k} &= \mathbf{A}_{c_k} \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{B}_{v,c_k} \Delta v_{dq_k} + \mathbf{B}_{i,c_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{B}_{\omega,c_k} \Delta \omega_k + \mathbf{B}_{r,c_k} \Delta \mathbf{Ref}_k \\ \Delta \mathbf{y}_{c_k} &= \mathbf{C}_{c_k} \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{D}_{v,c_k} \Delta v_{dq_k} + \mathbf{D}_{i,c_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{D}_{\omega,c_k} \Delta \omega_k + \mathbf{D}_{r,c_k} \Delta \mathbf{Ref}_k \end{aligned} \quad (5.22)$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{c_k} &= [\mathbf{x}_{p_k}^t \quad \mathbf{x}_{sf_k}^t]^t, \quad \mathbf{Ref}_k = [P_{ref_k} \quad Q_{ref_k}]^t \\ \mathbf{A}_{c_k} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{p_k} & \mathbf{0} \\ (\mathbf{B}_{i,sf_k} \mathbf{H} + \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{C}_{p_k}) & \mathbf{A}_{sf_k} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{v,c_k} &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{v,p_k} \\ \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{v,p_k} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{i,c_k} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{i,p_k} \\ \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{i,p_k} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{\omega,c_k} &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\omega,p_k} \\ \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{\omega,p_k} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{r,c_k} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{r,p_k} \\ \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{r,p_k} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_{c_k} &= [(\mathbf{D}_{i,sf_k} \mathbf{H} + \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{C}_{p_k}) \quad \mathbf{C}_{sf_k}], \\ \mathbf{D}_{v,c_k} &= \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{v,p_k}, \quad \mathbf{D}_{i,c_k} = \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{i,p_k}, \\ \mathbf{D}_{\omega,c_k} &= \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{\omega,p_k}, \quad \mathbf{D}_{r,c_k} = \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{r,p_k}. \end{aligned}$$

5.4.2 Controlador para Operação em Modo Isolado do Tipo 0

O modelo matemático do controlador para operação em modo isolado do Tipo 0 é exatamente igual ao modelo do controlador para operação em modo interligado. Por isso, não será apresentado novamente para evitar redundância de informação.

5.4.3 Controlador para Operação em Modo Isolado do Tipo 1

O modelo matemático do controlador para operação em modo isolado do Tipo 1, proposto na Seção 5.3.2.2, é apresentado a seguir. Ressalta-se que os modelos matemáticos do módulo de filtragem e do módulo de controle de corrente não serão apresentados em detalhes, uma vez que são exatamente iguais aos utilizados no controlador para operação em modo interligado.

- *Filtro de primeira ordem para as medidas de tensão e corrente:*

O módulo de filtragem utilizado nesse controlador é igual ao utilizado nos controladores para operação em modo interligado e para operação em modo isolado do Tipo 0. Portanto, o modelo matemático desse módulo não será apresentado novamente para evitar redundância de informação.

- *Malha de controle de potência:*

As equações das injeções de potência ativa e reativa são dadas, respectivamente, por:

$$P_{meas} = \frac{3}{2} \left(v_d^f i_d^f + v_q^f i_q^f \right) \quad (5.23)$$

$$Q_{meas} = \frac{3}{2} \left(-v_d^f i_q^f + v_q^f i_d^f \right) \quad (5.24)$$

Linearizando (5.23) e (5.24) têm-se, respectivamente:

$$\Delta P_{meas} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} i_d^{0,f} & \frac{3}{2} i_q^{0,f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d^f \\ \Delta v_q^f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} v_d^{0,f} & \frac{3}{2} v_q^{0,f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d^f \\ \Delta i_q^f \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

$$\Delta Q_{meas} = \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} i_q^{0,f} & \frac{3}{2} i_d^{0,f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d^f \\ \Delta v_q^f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} v_q^{0,f} & -\frac{3}{2} v_d^{0,f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d^f \\ \Delta i_q^f \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

As referências de corrente de eixo direto e em quadratura são geradas pela utilização de dois controladores PI: um para o controle de injeção de potência ativa e outro para o controle de injeção de potência reativa.

A injeção de potência ativa é controlada via corrente de eixo direto, e a injeção de potência reativa é controlada via corrente de eixo em quadratura. Entretanto, diferentemente do que ocorre no controlador para operação em modo interligado, as referências de potência ativa e

reativa dependem das características de estatismo $P - f$ e $Q - V$, respectivamente. As equações das características de estatismo são dadas por:

$$\Delta P_{ref} = -K_\omega \Delta \omega + \Delta P_0 \quad (5.27)$$

$$\Delta Q_{ref} = -K_V \Delta V + \Delta Q_0 \quad (5.28)$$

A equação de estados linearizada do controlador PI para a malha de controle de potência ativa é dada por:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{PI}^d = \Delta P_{ref} - \Delta P_{meas} \\ \Delta I_d^{ref} = K_i^d \Delta x_{PI}^d + K_p^d (\Delta P_{ref} - \Delta P_{meas}) \end{cases} \quad (5.29)$$

Substituindo (5.27) em (5.29), tem-se:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{PI}^d = -K_\omega \Delta \omega + \Delta P_0 - \Delta P_{meas} \\ \Delta I_d^{ref} = K_i^d \Delta x_{PI}^d + K_p^d (-K_\omega \Delta \omega + \Delta P_0 - \Delta P_{meas}) \end{cases} \quad (5.30)$$

A equação de estados linearizada do controlador PI para a malha de controle de potência reativa é dada por:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{PI}^q = \Delta Q_{ref} - \Delta Q_{meas} \\ \Delta I_q^{ref} = K_i^q \Delta x_{PI}^q + K_p^q (\Delta Q_{ref} - \Delta Q_{meas}) \end{cases} \quad (5.31)$$

Substituindo (5.28) em (5.31), tem-se:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{PI}^q = -K_V \Delta V + \Delta Q_0 - \Delta Q_{meas} \\ \Delta I_q^{ref} = K_i^q \Delta x_{PI}^q + K_p^q (-K_V \Delta V + \Delta Q_0 - \Delta Q_{meas}) \end{cases} \quad (5.32)$$

Sabendo que:

$$V = \sqrt{(v_d^f)^2 + (v_q^f)^2} \quad (5.33)$$

e que a linearização de (5.33) resulta em:

$$\Delta V = n_d \Delta v_d^f + n_q \Delta v_q^f \quad (5.34)$$

onde:

$$n_d = \frac{v_d^{0,f}}{\sqrt{(v_d^{0,f})^2 + (v_q^{0,f})^2}}, \quad n_q = \frac{v_q^{0,f}}{\sqrt{(v_d^{0,f})^2 + (v_q^{0,f})^2}}$$

é possível reescrever (5.32) como:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{PI}^q = -K_V \mathbf{N}_{dq} \Delta \mathbf{v}_{dq}^f + \Delta Q_0 - \Delta Q_{meas} \\ \Delta I_q^{ref} = K_i^q \Delta x_{PI}^q + K_p^q \left(-K_V \mathbf{N}_{dq} \Delta \mathbf{v}_{dq}^f + \Delta Q_0 - \Delta Q_{meas} \right) \end{cases} \quad (5.35)$$

onde $\mathbf{N}_{dq} = \begin{bmatrix} n_d & n_q \end{bmatrix}$.

O modelo linearizado do módulo de controle de potência ativa e reativa do VSI conectado à barra k , incluindo as equações de estado dos filtros, é obtido substituindo ΔP_{meas} em (5.30) por (5.25) e ΔQ_{meas} em (5.32) por (5.26). O modelo resultante é dado por:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{p_k} &= \mathbf{A}_{p_k} \Delta \mathbf{x}_{p_k} + \mathbf{B}_{v,p_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{B}_{i,p_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{B}_{r,p_k} \Delta \mathbf{Ref}_k + \mathbf{B}_{\omega,p_k} \Delta \omega_k \\ \Delta \mathbf{I}_{dq_k}^{ref} &= \mathbf{C}_{p_k} \Delta \mathbf{x}_{p_k} + \mathbf{D}_{v,p_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{D}_{i,p_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{D}_{r,p_k} \Delta \mathbf{Ref}_k + \mathbf{D}_{\omega,p_k} \Delta \omega_k \end{aligned} \quad (5.36)$$

onde:

$$\mathbf{x}_{p_k} = \begin{bmatrix} v_{d_k}^f & v_{q_k}^f & i_{d_k}^f & i_{q_k}^f & x_{PI_k}^d & x_{PI_k}^q \end{bmatrix}^t, \quad \mathbf{Ref}_k = \begin{bmatrix} P_{0_k} & Q_{0_k} \end{bmatrix}^t,$$

$$\mathbf{A}_{p_k} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_f} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_f} & 0 & 0 \\ -\frac{3}{2}i_d^{0,f} & -\frac{3}{2}i_q^{0,f} & -\frac{3}{2}v_d^{0,f} & -\frac{3}{2}v_q^{0,f} & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}i_q^{0,f} - n_d K_V & -\frac{3}{2}i_d^{0,f} - n_q K_V & -\frac{3}{2}v_q^{0,f} & \frac{3}{2}v_d^{0,f} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{v,p_k} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{i,p_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{T_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{r,p_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{\omega,p_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -K_\omega & 0 \end{bmatrix}^t,$$

$$\mathbf{C}_{p_k} = \begin{bmatrix} -\frac{3}{2}K_p^d i_d^{0,f} & -\frac{3}{2}K_p^d i_q^{0,f} & -\frac{3}{2}K_p^d v_d^{0,f} & -\frac{3}{2}K_p^d v_q^{0,f} & K_i^d & 0 \\ K_p^q \left(\frac{3}{2}i_q^{0,f} - n_d K_V \right) & K_p^q \left(-\frac{3}{2}i_d^{0,f} - n_q K_V \right) & -\frac{3}{2}K_p^q v_q^{0,f} & \frac{3}{2}K_p^q v_d^{0,f} & 0 & K_i^q \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D}_{v,p_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{i,p_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{r,p_k} = \begin{bmatrix} K_p^d & 0 \\ 0 & K_p^q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{\omega,p_k} = \begin{bmatrix} -K_p^d K_\omega \\ 0 \end{bmatrix}.$$

- *Malha de controle de corrente:*

O módulo de controle de corrente utilizado nesse controlador é igual ao utilizado nos controladores para operação em modo interligado e para operação em modo isolado do Tipo 0 (dado por (5.20)). Portanto, o modelo matemático desse módulo não será apresentado novamente, para evitar redundância de informação.

- *Modelo completo do controlador do Tipo 1 para operação em modo isolado:*

O modelo matemático completo do controlador para operação em modo isolado do Tipo 1 é obtido substituindo a expressão de $\mathbf{I}_{dq_k}^{ref}$ – correspondente à equação das saídas em (5.36) – em (5.20) e considerando também que

$$\mathbf{i}_{dq_k}^f = \mathbf{H}\mathbf{x}_{p_k}, \quad (5.37)$$

onde:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

A equação de estados resultante, expressa na forma padrão proposta no Capítulo 4, é dada por:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}_k &= \mathbf{A}_{c_k} \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{B}_{v,c_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{B}_{i,c_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{B}_{\omega,c_k} \Delta \omega_k + \mathbf{B}_{r,c_k} \Delta \mathbf{Ref}_k \\ \Delta \mathbf{y}_{c_k} &= \mathbf{C}_{c_k} \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{D}_{v,c_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{D}_{i,c_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{D}_{\omega,c_k} \Delta \omega_k + \mathbf{D}_{r,c_k} \Delta \mathbf{Ref}_k \end{aligned} \quad (5.38)$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{c_k} &= [\mathbf{x}_{p_k}^t \quad \mathbf{x}_{sf_k}^t]^t, \quad \mathbf{Ref}_k = [P_{0k} \quad Q_{0k}]^t, \\ \mathbf{A}_{c_k} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{p_k} & \mathbf{0} \\ (\mathbf{B}_{i,sf_k} \mathbf{H} + \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{C}_{p_k}) & \mathbf{A}_{sf_k} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{v,c_k} &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{v,p_k} \\ \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{v,p_k} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{i,c_k} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{i,p_k} \\ \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{i,p_k} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{\omega,c_k} &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\omega,p_k} \\ \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{\omega,p_k} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{r,c_k} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{r,p_k} \\ \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{r,p_k} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_{c_k} &= [(\mathbf{D}_{i,sf_k} \mathbf{H} + \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{C}_{p_k}) \quad \mathbf{C}_{sf_k}], \\ \mathbf{D}_{v,c_k} &= \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{v,p_k}, \quad \mathbf{D}_{i,c_k} = \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{i,p_k}, \\ \mathbf{D}_{\omega,c_k} &= \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{\omega,p_k}, \quad \mathbf{D}_{r,c_k} = \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{r,p_k}. \end{aligned}$$

5.4.4 Controlador para Operação em Modo Isolado do Tipo 2

O modelo matemático do controlador para operação em modo isolado do Tipo 2, proposto na Seção 5.3.2.3, é apresentado a seguir. Deve-se ressaltar que os modelos matemáticos do módulo de filtragem e do módulo de controle de corrente não serão apresentados em detalhes, uma vez que são exatamente iguais aos utilizados no controlador para operação em modo interligado.

- *Filtro de primeira ordem para as medidas de tensão e corrente:*

O módulo de filtragem utilizado nesse controlador é igual ao utilizado nos controladores para operação em modo interligado e para operação em modo isolado dos tipos 0 e 1. Portanto, o modelo matemático desse módulo não será apresentado novamente, para evitar redundância de informação.

- *Malha de controle de potência ativa e tensão:*

A equação da injeção de potência ativa é dada por:

$$P_{meas} = \frac{3}{2} \left(v_d^f i_d^f + v_q^f i_q^f \right) \quad (5.39)$$

Linearizando (5.39), tem-se:

$$\Delta P_{meas} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} i_d^{0,f} & \frac{3}{2} i_q^{0,f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d^f \\ \Delta v_q^f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} v_d^{0,f} & \frac{3}{2} v_q^{0,f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d^f \\ \Delta i_q^f \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

A equação utilizada para o cálculo da magnitude de tensão a partir dos valores medidos e filtrados das componentes de eixo direto e em quadratura da tensão terminal do VSI é dada por:

$$V = \sqrt{\left(v_d^f \right)^2 + \left(v_q^f \right)^2} \quad (5.41)$$

A linearização de (5.41) resulta em:

$$\Delta V = n_d \Delta v_d^f + n_q \Delta v_q^f \quad (5.42)$$

onde:

$$n_d = \frac{v_d^{0,f}}{\sqrt{\left(v_d^{0,f} \right)^2 + \left(v_q^{0,f} \right)^2}}, \quad n_q = \frac{v_q^{0,f}}{\sqrt{\left(v_d^{0,f} \right)^2 + \left(v_q^{0,f} \right)^2}}$$

As correntes de referência de eixo direto e em quadratura são geradas por meio do uso de controladores PI nas malhas de controle de potência ativa e tensão, respectivamente.

A equação da característica de estatismo $P - f$ é dada por:

$$\Delta P_{ref} = -K_\omega \Delta \omega + \Delta P_0 \quad (5.43)$$

A equação de estados linearizada do controlador PI para a malha de controle de potência ativa é dada por:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{PI}^d = \Delta P_{ref} - \Delta P_{meas} \\ \Delta I_d^{ref} = K_i^d \Delta x_{PI}^d + K_p^d (\Delta P_{ref} - \Delta P_{meas}) \end{cases} \quad (5.44)$$

Substituindo (5.43) em (5.44), tem-se:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{PI}^d = -K_\omega \Delta \omega + \Delta P_0 - \Delta P_{meas} \\ \Delta I_d^{ref} = K_i^d \Delta x_{PI}^d + K_p^d (-K_\omega \Delta \omega + \Delta P_0 - \Delta P_{meas}) \end{cases} \quad (5.45)$$

A equação de estados linearizada do controlador PI para a malha de controle de tensão é dada por:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{PI}^q = \Delta V_{ref} - \mathbf{N}_{dq} \Delta \mathbf{v}_{dq}^f \\ \Delta I_q^{ref} = K_i^q \Delta x_{PI}^q + K_p^q (\Delta V_{ref} - \mathbf{N}_{dq} \Delta \mathbf{v}_{dq}^f) \end{cases} \quad (5.46)$$

O modelo linearizado do módulo de controle de potência ativa e tensão do VSI conectado à barra k , incluindo as equações de estado dos filtros, é obtido substituindo ΔP_{meas} em (5.45) por (5.40). O modelo resultante é dado por:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}_{p_k} &= \mathbf{A}_{p_k} \Delta \mathbf{x}_{p_k} + \mathbf{B}_{v,p_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{B}_{i,p_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{B}_{r,p_k} \Delta \mathbf{Ref}_k + \mathbf{B}_{\omega,p_k} \Delta \omega_k \\ \Delta \mathbf{I}_{dq_k}^{ref} &= \mathbf{C}_{p_k} \Delta \mathbf{x}_{p_k} + \mathbf{D}_{v,p_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{D}_{i,p_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{D}_{r,p_k} \Delta \mathbf{Ref}_k + \mathbf{D}_{\omega,p_k} \Delta \omega_k \end{aligned} \quad (5.47)$$

onde:

$$\mathbf{x}_{p_k} = \begin{bmatrix} v_{dk}^f & v_{qk}^f & i_{dk}^f & i_{qk}^f & x_{PI_k}^d & x_{PI_k}^q \end{bmatrix}^t, \quad \mathbf{Ref}_k = \begin{bmatrix} P_{0k} & V_{ref_k} \end{bmatrix}^t,$$

$$\mathbf{A}_{p_k} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_f} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_f} & 0 & 0 \\ -\frac{3}{2}i_d^{0,f} & -\frac{3}{2}i_q^{0,f} & -\frac{3}{2}v_d^{0,f} & -\frac{3}{2}v_q^{0,f} & 0 & 0 \\ -n_d & -n_q & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{B}_{v,p_k} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{T_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{i,p_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{T_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_f} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{r,p_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \\
\mathbf{B}_{\omega,p_k} &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -K_\omega \ 0]^t, \\
\mathbf{C}_{p_k} &= \begin{bmatrix} -\frac{3}{2}K_p^{d,i,0,f} & -\frac{3}{2}K_p^{d,i,q,f} & -\frac{3}{2}K_p^{d,v,0,f} & -\frac{3}{2}K_p^{d,v,q,f} & K_i^d & 0 \\ -K_p^q n_d & -K_p^q n_q & 0 & 0 & 0 & K_i^q \end{bmatrix}, \\
\mathbf{D}_{v,p_k} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{i,p_k} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{r,p_k} = \begin{bmatrix} K_p^d & 0 \\ 0 & K_p^q \end{bmatrix}, \\
\mathbf{D}_{\omega,p_k} &= \begin{bmatrix} -K_p^d K_\omega \\ 0 \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

- *Malha de controle de corrente:*

O módulo de controle de corrente utilizado nesse controlador é igual ao utilizado nos controladores para operação em modo interligado e para operação em modo isolado dos tipos 0 e 1 (dado por (5.20)). Portanto, o modelo matemático desse módulo não será apresentado novamente.

- *Modelo completo do controlador do Tipo 2 para operação em modo isolado:*

O modelo matemático completo do controlador para operação em modo isolado do Tipo 2 é obtido substituindo a expressão de $\mathbf{I}_{dq_k}^{ref}$ – correspondente à equação das saídas em (5.47) – em (5.20) e considerando também que

$$\mathbf{i}_{dq_k}^f = \mathbf{H}\mathbf{x}_{p_k}, \quad (5.48)$$

onde:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

A equação de estados resultante, expressa na forma padrão proposta no Capítulo 4, é dada por:

$$\begin{aligned}
\Delta \dot{\mathbf{x}}_{c_k} &= \mathbf{A}_{c_k} \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{B}_{v,c_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{B}_{i,c_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{B}_{\omega,c_k} \Delta \omega_k + \mathbf{B}_{r,c_k} \Delta \mathbf{Ref}_k \\
\Delta \mathbf{y}_{c_k} &= \mathbf{C}_{c_k} \Delta \mathbf{x}_{c_k} + \mathbf{D}_{v,c_k} \Delta \mathbf{v}_{dq_k} + \mathbf{D}_{i,c_k} \Delta \mathbf{i}_{dq_k} + \mathbf{D}_{\omega,c_k} \Delta \omega_k + \mathbf{D}_{r,c_k} \Delta \mathbf{Ref}_k
\end{aligned} \quad (5.49)$$

onde:

$$\mathbf{x}_{c_k} = [\mathbf{x}_{p_k}^t \quad \mathbf{x}_{sf_k}^t]^t, \quad \mathbf{Ref}_k = [P_{0_k} \quad V_{ref_k}]^t,$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_{c_k} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{p_k} & \mathbf{0} \\ (\mathbf{B}_{i,sf_k} \mathbf{H} + \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{C}_{p_k}) & \mathbf{A}_{sf_k} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{B}_{v,c_k} &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{v,p_k} \\ \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{v,p_k} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{i,c_k} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{i,p_k} \\ \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{i,p_k} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{B}_{\omega,c_k} &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\omega,p_k} \\ \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{\omega,p_k} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{r,c_k} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{r,p_k} \\ \mathbf{B}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{r,p_k} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{C}_{c_k} &= \begin{bmatrix} (\mathbf{D}_{i,sf_k} \mathbf{H} + \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{C}_{p_k}) & \mathbf{C}_{sf_k} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{D}_{v,c_k} &= \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{v,p_k}, \mathbf{D}_{i,c_k} = \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{i,p_k}, \\
\mathbf{D}_{\omega,c_k} &= \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{\omega,p_k}, \mathbf{D}_{r,c_k} = \mathbf{D}_{r,sf_k} \mathbf{D}_{r,p_k}.
\end{aligned}$$

5.5 Conclusões

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica detalhada do problema de controle de VSIs para aplicações em microrredes. Conforme mencionado neste capítulo, a utilização de filtros de saída do tipo *LCL* é mais adequada para essas aplicações, uma vez que fornece a mesma atenuação que um filtro do tipo *LC*, porém com componentes de menor valor. Entretanto, a utilização de filtros *LCL* leva a uma maior complexidade dos controladores à característica de ressonância desse tipo de filtro. Outra característica que torna o controle mais complexo é o acoplamento entre variáveis de eixo direto e em quadratura no modelo do conversor, o que resulta em dificuldades para a aplicação de técnicas de controle monovariável a esse problema.

A estrutura de controle de VSI proposta neste capítulo é baseada em uma estratégia de controle multimalhas. Nesse caso, três malhas de controle são implementadas:

- Malha interna: baseada no conceito de realimentação de estados, é utilizada no controle de corrente para prover estabilidade, bem como assegurar desempenho dinâmico adequado para a operação do VSI;
- Malha de controle intermediária: implementa a ação integral no módulo de controle de corrente, fazendo ser possível que a malha de controle de corrente siga referências de corrente de eixo direto e em quadratura;
- Malha externa: é a malha de controle responsável pela geração das referências de corrente de eixo direto e em quadratura e tem estrutura diferente para cada modo de operação da microrrede.

Deve-se ressaltar que a estrutura do controlador de corrente proposta neste trabalho é baseada na teoria de controle multivariável, o que evita a utilização de técnicas para desacoplamento das variáveis de eixo direto e em quadratura, resultando em um desempenho dinâmico superior ao obtido quando da utilização de técnicas de controle monovariável. Uma dificuldade dessa estratégia de controle é a necessidade de realização de cálculos matriciais, o que torna a implementação digital do controlador mais complexa.

A metodologia de ajuste dos parâmetros dos controladores será apresentada no Capítulo 6, o qual também traz uma análise do desempenho dos controladores tanto para operação em modo interligado quanto para operação em modo isolado.

6 RESULTADOS E SIMULAÇÕES

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados e simulações obtidos aplicando a um sistema teste os desenvolvimentos realizados ao longo desta dissertação. Primeiramente apresentam-se os resultados de fluxo de potência tanto para operação em modo interligado quanto em modo isolado. Em seguida é apresentada a metodologia utilizada para o ajuste dos parâmetros dos controladores de VSIs propostos no Capítulo 5. Após a etapa de ajuste dos controladores são apresentados resultados de estudos de estabilidade a pequenas perturbações para operação em modo interligado e isolado. Por fim expõem-se resultados de simulações não lineares no domínio do tempo utilizando o programa computacional PSCAD/EMTDC.

6.2 Sistema-Teste

A microrrede de teste utilizada neste trabalho é baseada na *CERTS Microgrid Test Bed* [95]. Essa microrrede, cujo diagrama unifilar é apresentado na Figura 6.1, é composta de 8 nós, 3 microfontes e 4 cargas de característica indutiva. O Nó 1 representa o PCC, ou seja, o ponto de conexão da microrrede com a rede principal, a qual é representada por uma fonte de tensão trifásica ideal. Os parâmetros dessa microrrede são apresentados no Apêndice C.

Conforme mencionado no Capítulo 4, o modelo de cada microfonte considera somente o VSI, desprezando-se, então, as dinâmicas da fonte primária e do barramento CC. No sistema-teste apresentado na Figura 6.1 há 3 microfontes, as quais são representadas por VSIs com filtro de saída *LCL*. Os parâmetros dos VSIs e dos filtros de saída, projetados segundo a metodologia descrita em [134], são também apresentados no Apêndice C.

A estrutura de controle utilizada, conforme já mencionado anteriormente, é baseada no conceito de controle hierárquico. Deve-se destacar que, neste trabalho, a estratégia de controle adotada é a SMO.

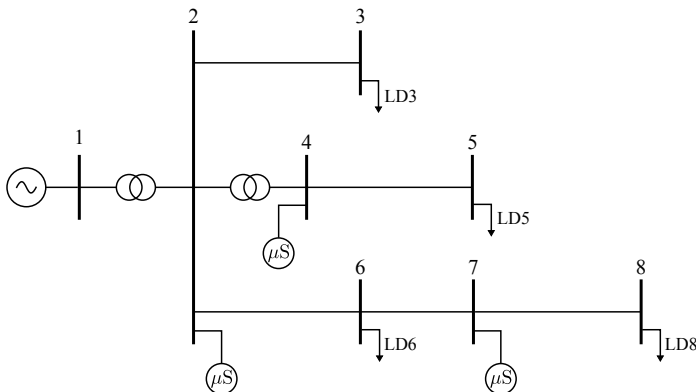


Figura 6.1 – Diagrama unifilar do sistema-teste.

6.3 Resultados do Fluxo de Potência

Nesta seção são apresentados os resultados do fluxo de potência para a operação em modo interligado e em modo isolado. Em modo interligado, o resultado do fluxo de potência é obtido por meio de um algoritmo de fluxo de potência via método de Newton-Raphson convencional, conforme o apresentado em [126]. Neste trabalho, esse algoritmo de fluxo de potência convencional foi implementado em Matlab. Para o modo isolado torna-se necessária a modificação do algoritmo de fluxo de potência convencional, de modo a incluir a representação das características de regime permanente dos controladores das microfones, conforme apresentado no Apêndice D.

6.3.1 Modo Interligado

O resultado do fluxo de potência obtido para a operação da microrrede em modo interligado é apresentado na Tabela 3. A solução do fluxo de potência para modo interligado foi obtida utilizando o método de Newton-Raphson clássico.

Deve-se observar que as barras de geração são modeladas como barras PQ com carga negativa. Isso é utilizado para representar geradores conectados a determinadas barras do sistema e cujo controle de injeção de potência ativa e reativa tem como objetivo a injeção de níveis pré-especificados de potência ativa e reativa. Esse é exatamente

Tabela 3 – Resultado do fluxo de potência para microrrede operando em modo interligado.

Barra	Tipo	$ V $ [p.u.]	δ [°]	P_g [kW]	Q_g [kvar]	P_d [kW]	Q_d [kvar]
1	$V\delta$	1,000	0,000	42,30	18,00	–	–
2	PQ	0,998	–0,243	80,00	10,00	–	–
3	PQ	0,986	–0,904	–	–	40,00	0,00
4	PQ	0,997	–0,348	20,00	0,00	–	–
5	PQ	0,982	–0,836	–	–	40,00	10,00
6	PQ	0,982	–1,063	–	–	60,00	20,00
7	PQ	0,982	–1,063	40,00	10,00	–	–
8	PQ	0,967	–1,566	–	–	40,00	10,00

o caso dos controladores para operação em modo interligado propostos nesse trabalho, tal como descrito na Seção 5.3.1. Outro ponto a ser observado na Tabela 3 é que a diferença entre carga e geração, acrescidas das perdas na rede, é suprida pela rede principal.

6.3.2 Modo Isolado

O resultado do fluxo de potência obtido por meio da execução do algoritmo de fluxo de potência modificado (ver Apêndice D) implementado em Matlab, para a rede em modo isolado, é apresentado na Tabela 4. Diferentemente do que ocorre na operação em modo interligado, em modo isolado não há a figura da “barra infinita”, uma vez que se supõe que nenhuma das microfones conectadas à rede possui capacidade de geração suficiente para suprir o desbalanço de potência que surge quando da desconexão da rede principal.

Tabela 4 – Resultado do fluxo de potência para microrrede operando em modo isolado.

Barra	Tipo	$ V $ [p.u.]	δ [°]	P_g [kW]	Q_g [kvar]	P_d [kW]	Q_d [kvar]
2	Tipo 2	1,000	0,000	110,10	33,02	–	–
3	PQ	0,988	–0,659	–	–	40,00	0,00
4	Tipo 1	0,999	–0,074	26,02	–0,02	–	–
5	PQ	0,984	–0,560	–	–	40,00	10,00
6	PQ	0,985	–0,713	–	–	60,00	20,00
7	Tipo 1	0,986	–0,678	46,02	9,67	–	–
8	PQ	0,970	–1,178	–	–	40,00	10,00

Outro resultado fornecido pelo algoritmo de fluxo de potência modificado é o valor da frequência em regime permanente em modo

isolado. A variação da frequência da rede é resultado da ação dos controladores de potência ativa baseados nas características de estatismo $P - f$. Para os resultados apresentados na Tabela 4, o valor de frequência em regime permanente em modo isolado foi de 59,2776 Hz, ou seja, após a desconexão da rede principal, a frequência da rede teve uma variação negativa de 0,7224 Hz. As características de estatismo $P - f$ e $Q - V$ de cada microfonte são apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 – Características de estatismo $P - f$ e $Q - V$ utilizadas no sistema teste.

Barra	K_ω [kW/(rad/s)]	K_V [var/V]
2	6,631	–
4	1,326	208,33
7	1,326	208,33

A Tabela 6 apresenta a variação das injeções de potência ativa e reativa ocorrida após a transição do modo interligado (P_g^a e Q_g^a , respectivamente) e para o modo isolado (P_g^b e Q_g^b , respectivamente). Observa-se que a microfonte conectada ao Nó 2 foi a que apresentou

Tabela 6 – Variação das injeções de potência ativa e reativa na transição do modo de operação interligada e para o modo de operação isolada.

Barra	P_g^a [kW]	Q_g^a [kvar]	P_g^b [kW]	Q_g^b [kvar]	ΔP_g [kW]	ΔQ_g [kvar]
2	80,00	10,00	110,10	33,02	30,10	20,10
4	20,00	0,00	26,02	-0,02	6,02	-0,02
7	40,00	10,00	46,02	9,67	6,02	-0,33

maior variação de potência ativa e reativa após a transição de modo de operação. Isso ocorreu porque a sua característica de estatismo $P - f$ possui inclinação cinco vezes menor que as características de estatismo das microfones conectadas aos nós 4 e 7. Outra questão importante a ser observada é que o despacho de potência reativa da microfonte conectada ao Nó 2 também sofreu uma variação acentuada. Isso se deve ao fato de a injeção de potência reativa nesse nó precisar ser elevada significativamente, com o intuito de manter a tensão do VSI 2 em 1,00 p.u. As variações de injeção de potência reativa das outras duas microfones seguem as características de estatismo $Q - V$ apresentadas no Capítulo 5.

6.4 Ajuste dos Controladores dos VSIs

O ajuste dos controladores dos VSIs para operação tanto em modo interligado quanto em modo isolado é realizado considerando os modelos locais dos VSIs. Isso significa que os ajustes das malhas de controle propostas no Capítulo 5 são realizados da seguinte forma:

- *Controladores para operação em modo interligado:*

O ajuste dos controladores para operação em modo interligado considera-se que o VSI está conectado diretamente ao nó infinito, ou seja, desconsidera-se a presença da rede elétrica, das cargas e das outras microfones. Essa metodologia é utilizada uma vez que, *a priori*, não se conhece a topologia da microrrede, e também porque a probabilidade de conexão/desconexão de cargas e microfones durante a operação da microrrede é elevada, o que torna inadequada a utilização de uma configuração pré-definida da microrrede para realizar o ajuste dos controladores considerando o modelo completo da microrrede.

- *Controladores para operação em modo isolado:*

O ajuste dos controladores para operação em modo isolado é realizado considerando que o VSI está desconectado da rede. Nesse caso, supõe-se que uma carga fictícia de valor igual à sua capacidade nominal com fator de potência 0,92 indutivo é conectada diretamente aos terminais do VSI. Novamente desconsidera-se a possibilidade de ajuste dos controladores considerando o modelo completo da microrrede, devido às incertezas intrínsecas ao conceito de microrredes mencionadas previamente.

Deve-se ressaltar que a malha interna de controle de corrente é ajustada somente para o caso de operação em modo interligado, uma vez que para operação em modo isolado, os parâmetros do controlador de corrente não são alterados.

6.4.1 Modo Interligado

O ajuste dos parâmetros do controlador para operação em modo interligado é realizado considerando que o VSI está conectado diretamente ao nó infinito, ou seja, despreza-se a dinâmica da rede elétrica, das cargas e também as interações com outras microfones, conforme mencionado anteriormente. O processo de ajuste desses controladores

é dividido em duas etapas: (i) ajuste dos parâmetros da malha interna de controle de corrente; (ii) ajuste dos parâmetros dos controladores da malha externa de controle de potência ativa e reativa.

6.4.1.1 Ajuste dos parâmetros da malha de controle de corrente

Para o ajuste do controlador de corrente baseado no conceito de realimentação de estados utiliza-se o seguinte modelo linearizado do VSI:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}}_{vsi} &= \mathbf{A}_{vsi} \Delta \mathbf{x}_{vsi} + \mathbf{B}_{c,vsi} \Delta \mathbf{u}_c \\ \Delta \mathbf{y}_{vsi} &= \mathbf{C}_{vsi} \Delta \mathbf{x}_{vsi} + \mathbf{D}_{c,vsi} \Delta \mathbf{u}_c\end{aligned}\quad (6.1)$$

onde:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{vsi} &= \begin{bmatrix} v_{C_f}^d & v_{C_f}^q & i_{L_{f1}}^d & i_{L_{f1}}^q & i_{L_{f2}}^d & i_{L_{f2}}^q \end{bmatrix}^t, \\ \mathbf{u}_{c,vsi} &= \begin{bmatrix} u_c^d & u_c^q \end{bmatrix}^t, \mathbf{y}_{vsi} = \begin{bmatrix} i_{L_{f2}}^d & i_{L_{f2}}^q \end{bmatrix}^t, \\ \mathbf{A}_{vsi} &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_{f1}} & 0 & -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} & \omega_s & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{f1}} & -\omega_s & -\frac{R_{f1}}{L_{f1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} & \omega_s \\ 0 & \frac{1}{L_{f2}} & 0 & 0 & -\omega_s & -\frac{R_{f2}}{L_{f2}} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{c,vsi} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{V_{dc}}{L_{f1}} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{L_{f1}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},\end{aligned}$$

$$\mathbf{C}_{vsi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{D}_{c,vsi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Deve-se observar que, diferentemente do modelo apresentado na Seção 4.5, a entrada referente à tensão no ponto de conexão do VSI com a rede é desconsiderada. Essa aproximação é utilizada por se con-

siderar que as variações da tensão no ponto de conexão do VSI com a microrrede, em modo interligado, são muito pequenas, podendo ser desprezadas. Dessa forma, a única entrada do modelo linearizado do VSI são as componentes de eixo direto e em quadratura da entrada de controle. Outra aproximação realizada para o ajuste do controlador de corrente é não considerar a utilização de filtros para as medidas de corrente de eixo direto e em quadratura. A estrutura geral do controlador de corrente é apresentada na Figura 6.2.

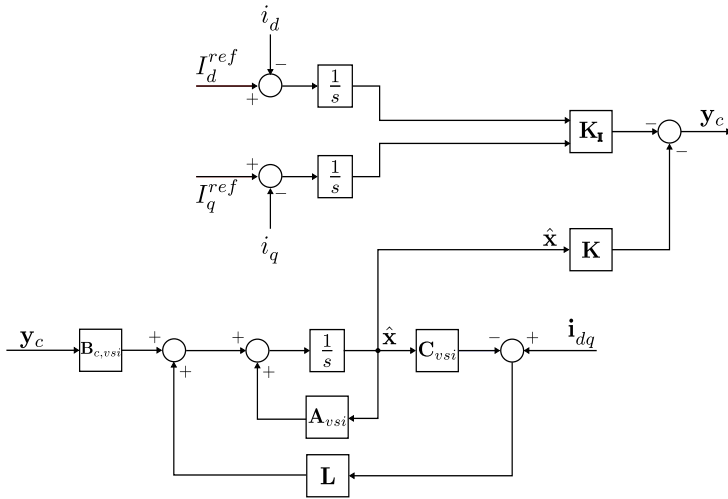


Figura 6.2 – Diagrama de blocos do controlador de corrente.

Para realizar o ajuste do controlador de corrente torna-se necessário aumentar o modelo da planta, de modo a incluir os dois integradores aplicados para prover capacidade de rastreamento de referências de corrente de eixo direto e em quadratura, conforme apresentado na Figura 6.2. A equação de estados do modelo aumentado da planta é dada por:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{\mathbf{x}} \\ \Delta \dot{\mathbf{x}}_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{vsi} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C}_{vsi} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ \Delta \mathbf{x}_I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{c,vsi} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_c + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{Ref} \quad (6.2)$$

onde \mathbf{x} é o vetor de estados da planta, \mathbf{x}_I é o vetor de estados dos integradores, \mathbf{A}_{vsi} , $\mathbf{B}_{c,vsi}$ e \mathbf{C}_{vsi} são as matrizes do modelo no espaço de estados do sistema, \mathbf{u}_c é o vetor de entradas de controle e \mathbf{Ref} é o vetor de entradas de referência do controlador.

O cálculo das matrizes de ganho de realimentação de estados \mathbf{K} ,

de ganho dos integradores \mathbf{K}_I e de ganho do observador de estados \mathbf{L} é realizado utilizando a técnica de posicionamento de polos. Para tanto, é necessário especificar previamente a posição dos polos do sistema em malha fechada. Neste trabalho a escolha da posição dos polos em malha fechada foi realizada conforme segue:

- *Malha de realimentação de estados:* a matriz de ganho de realimentação de estados \mathbf{K} é calculada de forma a posicionar os polos do sistema em malha fechada de tal forma que esses polos tenham uma razão de amortecimento maior ou igual a um amortecimento mínimo pré-definido. O cálculo da posição de cada polo em malha fechada a partir de um valor pré-definido de razão de amortecimento mínima é dado por:

$$\lambda_{ij}^{mf} = - \left| \frac{\zeta^{min} \Im \{\lambda_{ij}\}}{\sqrt{1 - (\zeta^{min})^2}} \right| + j \Im \{\lambda_{ij}\} \quad (6.3)$$

onde λ_{ij} são os polos em malha aberta, λ_{ij}^{mf} corresponde aos polos em malha fechada, ζ^{min} é a razão de amortecimento mínima pré-especificada e $\Im \{\lambda_{ij}\}$ corresponde à parte imaginária de λ_{ij} . Portanto, em malha fechada os polos do sistema devem ser deslocados à esquerda no plano complexo, sem alterar sua parte imaginária, de forma que a razão de amortecimento de cada polo seja igual ou superior à razão de amortecimento mínima pré-especificada. Neste trabalho, a razão de amortecimento mínima definida para o cálculo da posição dos polos em malha fechada é de 35%.

- *Malha de ação integral:* a matriz de ganho dos integradores \mathbf{K}_I pode ser calculada a partir da especificação da posição dos polos dos integradores em malha fechada. Neste trabalho, a posição dos polos dos integradores (tanto para a malha de eixo direto quanto para a malha de eixo em quadratura) foi definida como sendo igual a -10000 .
- *Observador de estados:* o cálculo da matriz de ganho do observador de estados \mathbf{L} é também realizado por meio da técnica de posicionamento de polos. Para tanto, é necessário especificar a posição desejada dos polos do observador. Neste trabalho, os polos do observador de estados são definidos como $2\Re\{\lambda_{ij}^{mf}\} + j\Im\{\lambda_{ij}^{mf}\}$, ou seja, a parte real dos polos do observador de estados é igual a duas vezes a parte real dos polos em malha fechada

do sistema e a parte imaginária dos polos do observador é igual à parte imaginária dos polos em malha fechada do sistema.

Os polos em malha aberta dos modelos dos VSIs conectados aos nós 2, 4 e 7, bem como as suas respectivas matrizes de ganho \mathbf{K} , \mathbf{K}_I e \mathbf{L} dos controladores, obtidas por meio da utilização de um algoritmo de posicionamento de polos disponível no *Control System Toolbox* do Matlab, são apresentados a seguir:

- VSI 2:

Os polos em malha aberta do VSI conectado ao Nó 2 são apresentados na Tabela 7. É possível observar que em malha aberta o sistema é estável, porém com modos pouco amortecidos.

Tabela 7 – Polos em malha aberta do VSI 2

Polo	Razão de Amortecimento	Freq. (rad/s)
$-9,43\text{e}+000 + \text{j}6,42\text{e}+003$	$1,47\text{e}-003$	$6,42\text{e}+003$
$-9,43\text{e}+000 - \text{j}6,42\text{e}+003$	$1,47\text{e}-003$	$6,42\text{e}+003$
$-9,43\text{e}+000 + \text{j}5,67\text{e}+003$	$1,66\text{e}-003$	$5,67\text{e}+003$
$-9,43\text{e}+000 - \text{j}5,67\text{e}+003$	$1,66\text{e}-003$	$5,67\text{e}+003$
$-1,89\text{e}+001 + \text{j}3,77\text{e}+002$	$4,99\text{e}-002$	$3,77\text{e}+002$
$-1,89\text{e}+001 - \text{j}3,77\text{e}+002$	$4,99\text{e}-002$	$3,77\text{e}+002$

As matrizes de ganho de realimentação de estados \mathbf{K}_2 , de ganho dos integradores \mathbf{K}_{I_2} e de ganho do observador de estados \mathbf{L}_2 são dadas por:

$$\mathbf{K}_2 = \begin{bmatrix} 0,0066 & 0,0019 & 0,1020 & 0,0093 & 0,0172 & 0,0027 \\ -0,0003 & 0,0059 & -0,0058 & 0,1007 & 0,0171 & 0,0074 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}_{I_2} = \begin{bmatrix} -19,8291 & 40,0940 \\ -43,1769 & -11,7294 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_2 = 10^4 \cdot \begin{bmatrix} 5,7668 & -0,7578 & -0,4147 & 0,0488 & 0,9410 & -0,0638 \\ 0,1132 & 4,3403 & -0,0645 & -0,2304 & 0,0334 & 0,9153 \end{bmatrix}^t$$

- VSI 4:

Os polos em malha aberta do VSI conectado ao Nó 4 são apresentados na Tabela 8. Novamente, é possível observar que em malha aberta o sistema é estável, porém com modos pouco amortecidos.

As matrizes de ganho de realimentação de estados \mathbf{K}_4 , de ganho dos integradores \mathbf{K}_{I_4} e de ganho do observador de estados \mathbf{L}_4 são dadas

Tabela 8 – Polos em malha aberta do VSI 4

Polo	Razão de Amortecimento	Freq. (rad/s)
$-9,43\text{e}+000 + \text{j}1,14\text{e}+004$	$8,26\text{e}-004$	$1,14\text{e}+004$
$-9,43\text{e}+000 - \text{j}1,14\text{e}+004$	$8,26\text{e}-004$	$1,14\text{e}+004$
$-9,43\text{e}+000 + \text{j}1,07\text{e}+004$	$8,84\text{e}-004$	$9,18\text{e}+003$
$-9,43\text{e}+000 - \text{j}1,07\text{e}+004$	$8,84\text{e}-004$	$9,18\text{e}+003$
$-1,88\text{e}+001 + \text{j}3,77\text{e}+002$	$4,99\text{e}-002$	$3,77\text{e}+002$
$-1,88\text{e}+001 - \text{j}3,77\text{e}+002$	$4,99\text{e}-002$	$3,77\text{e}+002$

por:

$$\mathbf{K}_4 = \begin{bmatrix} 0,0049 & 0,0004 & 0,2545 & 0,0181 & -0,0290 & -0,0247 \\ -0,0009 & 0,0048 & -0,0217 & 0,2541 & 0,0146 & -0,0292 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}_{I_4} = \begin{bmatrix} -30,1330 & 86,3189 \\ -80,2465 & -32,2264 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_4 = 10^5 \cdot \begin{bmatrix} 3,0100 & -1,3344 & -0,0570 & -0,0306 & 0,1768 & -0,0287 \\ 0,4598 & 1,7613 & 0,0067 & -0,0660 & 0,0125 & 0,1581 \end{bmatrix}^t$$

• VSI 7:

Os polos em malha aberta do VSI conectado ao Nó 7 são apresentados na Tabela 9. Novamente, é possível observar que em malha aberta o sistema é estável, porém com modos pouco amortecidos.

Tabela 9 – Polos em malha aberta do VSI 7

Polo	Razão de Amortecimento	Freq. (rad/s)
$-9,42\text{e}+000 + \text{j}9,94\text{e}+003$	$9,48\text{e}-004$	$9,94\text{e}+003$
$-9,42\text{e}+000 - \text{j}9,94\text{e}+003$	$9,48\text{e}-004$	$9,94\text{e}+003$
$-9,42\text{e}+000 + \text{j}9,18\text{e}+003$	$1,03\text{e}-003$	$9,18\text{e}+003$
$-9,42\text{e}+000 - \text{j}9,18\text{e}+003$	$1,03\text{e}-003$	$9,18\text{e}+003$
$-1,88\text{e}+001 + \text{j}3,77\text{e}+002$	$4,99\text{e}-002$	$3,77\text{e}+002$
$-1,88\text{e}+001 - \text{j}3,77\text{e}+002$	$4,99\text{e}-002$	$3,77\text{e}+002$

As matrizes de ganho de realimentação de estados \mathbf{K}_7 , de ganho dos integradores \mathbf{K}_{I_7} e de ganho do observador de estados \mathbf{L}_7 são dadas por:

$$\mathbf{K}_7 = \begin{bmatrix} 0,0042 & -0,0000 & 0,1435 & 0,0002 & -0,0079 & 0,0004 \\ 0,0001 & 0,0041 & 0,0001 & 0,1433 & 0,0005 & -0,0086 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}_{I_7} = \begin{bmatrix} -17.9992 & 48.9945 \\ -50.8808 & -19.3082 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_7 = 10^5 \cdot \begin{bmatrix} 1,8878 & -0,9104 & -0,0473 & -0,0294 & 0,1551 & -0,0284 \\ 0,3228 & 0,9936 & 0,0072 & -0,0578 & 0,0128 & 0,1356 \end{bmatrix}^t$$

Os polos em malha fechada para cada um dos conjuntos formados pelos VSIs e seus respectivos controladores de corrente não serão apresentados, uma vez que correspondem exatamente aos polos em malha fechada previamente especificados para o processo de ajuste dos controladores.

6.4.1.2 Ajuste das malhas de controle de potência ativa e reativa

O ajuste dos controladores PI das malhas de controle de potência ativa e reativa é realizado após o ajuste da malha de controle de corrente. Essa malha externa de controle deve ter uma largura de banda menor do que a largura de banda do controlador de corrente, de forma que o sistema controlado seja estável e apresente um comportamento dinâmico adequado.

Neste trabalho, o ajuste dos ganhos dos controladores PI foi realizado com base no método do lugar das raízes. A seguir é apresentada a metodologia de projeto para as malhas de controle de potência ativa e reativa para o VSI 2. O projeto das malhas de controle de potência para os VSIs 4 e 7 não serão apresentados, pois seguem exatamente a mesma metodologia que para o VSI 2.

- **Malha de controle de potência ativa:**

A Figura 6.3 apresenta o diagrama de blocos simplificado do sistema para o qual o controlador deve ser ajustado.

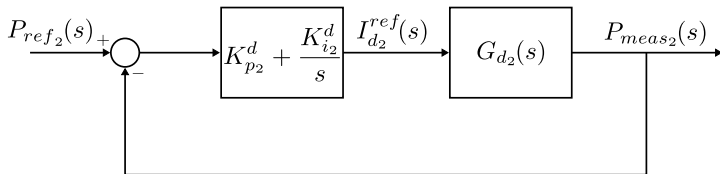


Figura 6.3 – Diagrama de blocos simplificado do sistema para ajuste da malha de controle de potência ativa do VSI 2.

A função de transferência que relaciona a injeção de potência

ativa do VSI 2 à referência de corrente de eixo direto é dada por:

$$G_{d_2}(s) = \frac{P_{meas_2}(s)}{I_d^{ref_2}(s)} \quad (6.4)$$

O lugar das raízes da função de transferência $G_{d_2}(s)$ é apresentado na Figura 6.4 e os polos dessa função de transferência são apresentados na Tabela 10. Pela análise dos polos da função de transferência $G_{d_2}(s)$ é possível concluir que o sistema é estável, com dois modos com amortecimento de 35% e os outros modos todos com amortecimento superior a esse valor. Isso se deve ao fato de o controlador de corrente ter sido projetado para fornecer amortecimento mínimo de 35% para todos os polos do sistema em malha fechada.

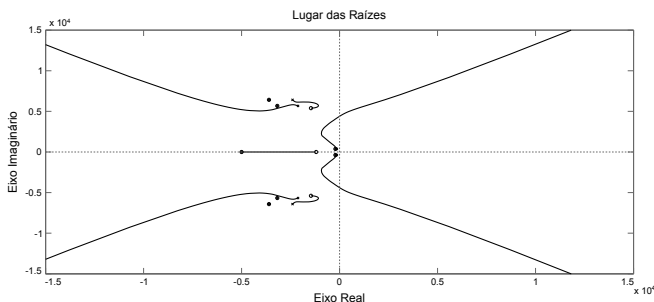


Figura 6.4 – Lugar das raízes da função de transferência $G_{d_2}(s)$ - Modo Interligado

O ajuste dos parâmetros do controlador PI da malha externa de controle deve ser realizado de forma cautelosa, uma vez que o lugar das raízes de $G_{d_2}(s)$ possui ramos que vão para o semiplano direito do plano complexo. Os ganhos do controlador foram ajustados utilizando o método do lugar das raízes e a função de transferência do controlador resultante é dada por:

$$C_{PI_2}^d(s) = 5,133 \cdot 10^{-4} + \frac{0,1645}{s}$$

O lugar das raízes do sistema controlado é apresentado na Figura 6.5.

- **Malha de controle de potência reativa:**

A Figura 6.6 apresenta o diagrama de blocos simplificado do

Tabela 10 – Polos de $G_{d_2}(s)$

Polo	Razão de Amortecimento	Freq. (rad/s)
$-3,60\text{e}+003 + j6,42\text{e}+003$	$4,89\text{e}-001$	$7,36\text{e}+003$
$-3,60\text{e}+003 - j6,42\text{e}+003$	$4,89\text{e}-001$	$7,36\text{e}+003$
$-2,40\text{e}+003 + j6,42\text{e}+003$	$3,50\text{e}-001$	$6,86\text{e}+003$
$-2,40\text{e}+003 - j6,42\text{e}+003$	$3,50\text{e}-001$	$6,86\text{e}+003$
$-3,18\text{e}+003 + j5,67\text{e}+003$	$4,89\text{e}-001$	$6,50\text{e}+003$
$-3,18\text{e}+003 - j5,67\text{e}+003$	$4,89\text{e}-001$	$6,50\text{e}+003$
$-2,12\text{e}+003 + j5,67\text{e}+003$	$3,50\text{e}-001$	$6,05\text{e}+003$
$-2,12\text{e}+003 - j5,67\text{e}+003$	$3,50\text{e}-001$	$6,05\text{e}+003$
$-2,11\text{e}+002 + j3,77\text{e}+002$	$4,89\text{e}-001$	$4,32\text{e}+002$
$-2,11\text{e}+002 - j3,77\text{e}+002$	$4,89\text{e}-001$	$4,32\text{e}+002$
$-1,41\text{e}+002 + j3,77\text{e}+002$	$3,50\text{e}-001$	$4,02\text{e}+002$
$-1,41\text{e}+002 - j3,77\text{e}+002$	$3,50\text{e}-001$	$4,02\text{e}+002$
$-5,00\text{e}+000 + j0,00\text{e}+000$	$1,00\text{e}+000$	—
$-5,00\text{e}+000 + j0,00\text{e}+000$	$1,00\text{e}+000$	—

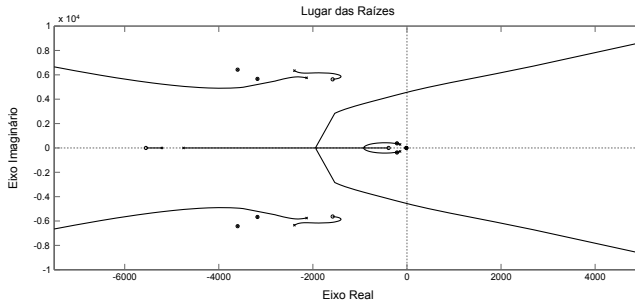


Figura 6.5 – Lugar das raízes da malha de controle de potência ativa do VSI 2 - Modo Interligado.

sistema para o qual o controlador deve ser ajustado.

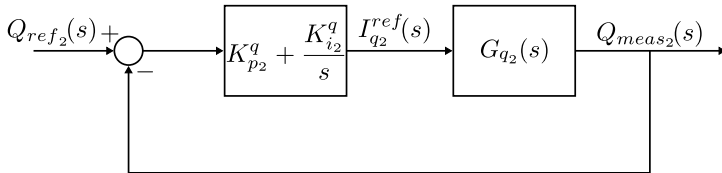


Figura 6.6 – Diagrama de blocos simplificado do sistema para ajuste da malha de controle de potência reativa do VSI 2.

A função de transferência que relaciona a injeção de potência

reativa do VSI 2 à referência de corrente de eixo em quadratura é dada por:

$$G_{q_2}(s) = \frac{Q_{meas_2}(s)}{I_q^{ref_2}(s)} \quad (6.5)$$

O lugar das raízes da função de transferência $G_{q_2}(s)$ é apresentado na Figura 6.7, e os polos dessa função de transferência são exatamente os mesmos da função de transferência $G_{d_2}(s)$ apresentados na Tabela 10. A diferença entre $G_{q_2}(s)$ e $G_{d_2}(s)$ está nos ganhos estáticos e nos zeros das funções de transferência. Entretanto, como os zeros das duas funções de transferência não possuem valores de magnitude muito diferentes, o lugar das raízes para as duas funções de transferência têm praticamente o mesmo formato.

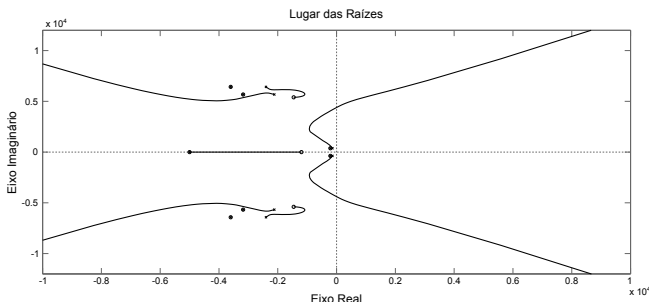


Figura 6.7 – Lugar das raízes da função de transferência $G_{q_2}(s)$ - Modo Interligado

Uma característica peculiar da função de transferência $G_{q_2}(s)$ é que o seu ganho estático é negativo. Isso pode ser explicado ao se analisar a expressão de injeção de potência reativa dada por:

$$Q = -\frac{3}{2}v_d i_q \quad (6.6)$$

Para que se tenha injeção de potência reativa positiva deve-se gerar uma corrente de eixo em quadratura de fase oposta, ou seja, corrente de eixo em quadratura negativa. Portanto, o ajuste dos parâmetros do controlador PI da malha de controle de potência reativa deve ser realizado considerando esse fato. Os ganhos do controlador foram ajustados utilizando o método do lugar das raízes e a função de transferência do

controlador resultante é dada por:

$$C_{PI_2}^q(s) = 1,305 \cdot 10^{-4} - \frac{0,1249}{s}$$

Observa-se que o ganho integral do controlador PI é negativo. Isso se deve ao fato de $G_{q_2}(s)$ possuir ganho estático negativo.

O lugar das raízes do sistema controlado é apresentado na Figura 6.5.

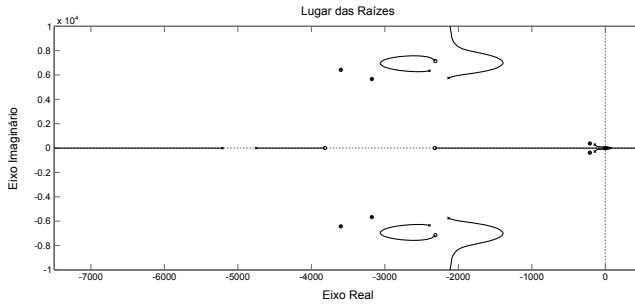


Figura 6.8 – Lugar das raízes da malha de controle de potência reativa do VSI 2 - Modo Interligado.

• Parâmetros dos controladores PI para todos os VSIs:

O ajuste das malhas de controle de potência ativa e reativa para os VSIs conectados aos nós 4 e 7 é realizado da mesma forma que para o controlador do VSI conectado ao Nó 2. Portanto, detalhes do procedimento de projeto desses controladores serão omitidos. Os ganhos dos controladores PI para cada um dos VSIs são apresentados na Tabela 11.

Tabela 11 – Parâmetros dos controladores PI das malhas de controle de potência ativa e reativa (Modo Interligado).

VSI	K_p^d	K_i^d	K_p^q	K_i^q
2	$5,1332 \cdot 10^{-4}$	0,1645	$1,3049 \cdot 10^{-4}$	-0,1249
4	$1,6567 \cdot 10^{-3}$	0,2378	$1,3961 \cdot 10^{-4}$	-0,1559
7	$3,5509 \cdot 10^{-3}$	0,2573	$1,4351 \cdot 10^{-4}$	-0,1858

A análise de estabilidade a pequenas perturbações da microrrede operando em modo interligado será apresentada na Seção 6.5.

6.4.2 Modo isolado

O ajuste dos parâmetros dos controladores para operação em modo isolado é realizado considerando que o VSI está alimentando uma carga local de potência igual à potência nominal do VSI e com fator de potência igual a 0,92, conforme ilustrado na Figura 6.9. A malha de controle de corrente não é ajustada novamente uma vez que seus parâmetros são os mesmos utilizados para a operação em modo interligado. Dessa forma, o problema de projeto dos controladores para operação em modo isolado se resume ao ajuste dos controladores PI das malhas de controle de potência ativa e reativa (ou regulador de tensão, se o controlador for do Tipo 2).

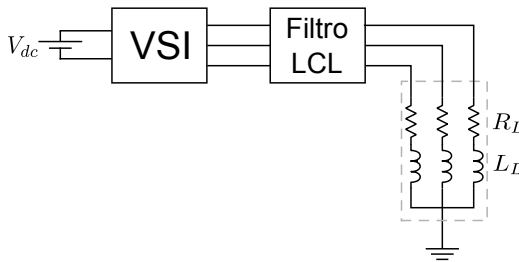


Figura 6.9 – Estrutura utilizada para o ajuste dos controladores para operação em modo isolado.

Os valores das cargas utilizadas para o ajuste dos controladores são apresentados na Tabela 12. Os tipos de controladores empregados em cada VSI, bem como os valores das características de estatismo de cada controlador, são apresentados na Tabela 13.

Tabela 12 – Tipos de controladores para operação em modo isolado.

VSI	P_L [kW]	Q_L [kvar]	R_L [Ω]	L_L [mH]
2	138,00	58,79	1,4131	1,6000
4	27,60	11,76	7,0651	8,0000
7	46,00	19,60	4,2391	4,8000

Cabe ressaltar que as características de estatismo são definidas previamente, pois definem o comportamento em regime permanente dos controladores e, portanto, não são alteradas durante o processo de ajuste dos parâmetros dos controladores. Dessa forma, os únicos parâmetros calculados nessa etapa são os ganhos proporcional e integral

Tabela 13 – Tipos de controladores para operação em modo isolado.

VSI	Tipo do Controlador	K_ω [kW/(rad/s)]	K_V [var/V]
2	Tipo 2	6,631	–
4	Tipo 1	1,326	208,33
7	Tipo 1	1,326	208,33

dos controladores PI.

6.4.2.1 Ajuste da malha externa do controlador do VSI 2 (controlador do Tipo 2)

O ajuste da malha externa de controle para o VSI 2 é dividido em duas etapas: (i) ajuste da malha de controle de potência ativa; (ii) ajuste do regulador de tensão terminal do VSI.

- **Malha de controle de potência ativa:**

A Figura 6.10 apresenta o diagrama de blocos simplificado do sistema para o qual o controlador PI deve ser ajustado. A função de transferência de malha aberta do sistema é dada por:

$$G_{d_2}(s) = \frac{\varepsilon_{d_2}(s)}{I_{d_2}^{ref}(s)} \quad (6.7)$$

Deve-se observar que, nesse caso, não há entrada de referência direta para o controlador, uma vez que o objetivo da malha de controle PI é fazer com que P_{meas_2} seja igual a P_{ref_2} . A referência de injeção de potência ativa P_{ref_2} , por sua vez, depende do nível de injeção de potência especificado inicialmente (P_{0_2}) e da característica de estatismo $P - f$ utilizada nesse controlador. Neste trabalho, a função de transferência $G_{d_2}(s)$ foi obtida numericamente utilizando o *Simulink Control Design Toolbox*, o qual é parte integrante do software Matlab. O lugar das raízes de $G_{d_2}(s)$ é apresentado na Figura 6.11. A Figura 6.12 apresenta uma versão mais detalhada (em torno do eixo imaginário) do lugar das raízes de $G_{d_2}(s)$.

O ajuste dos parâmetros do controlador PI foi realizado utilizando o método do lugar das raízes e a função de transferência do controlador resultante é dada por:

$$C_{PI_2}^d = 2,673 \cdot 10^{-2} + \frac{2,7601}{s}$$

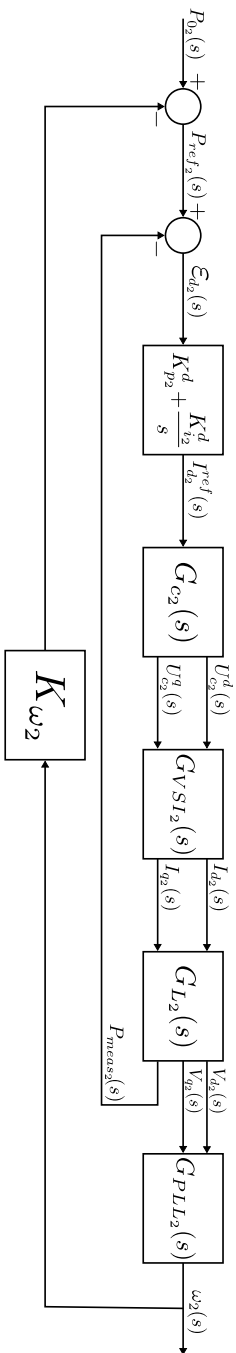


Figura 6.10 – Diagrama de blocos simplificado do sistema para ajuste da malha de controle de potência ativa do VSI 2 para operação em modo isolado.

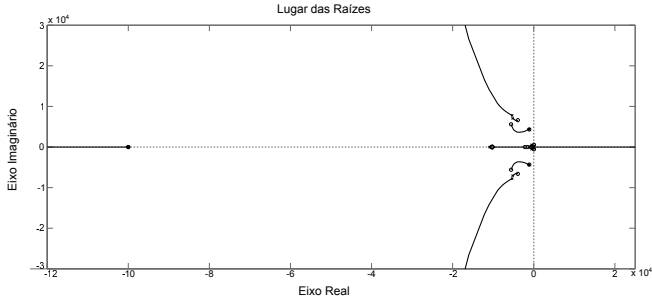


Figura 6.11 – Lugar das raízes da malha de controle de potência ativa do VSI 2.

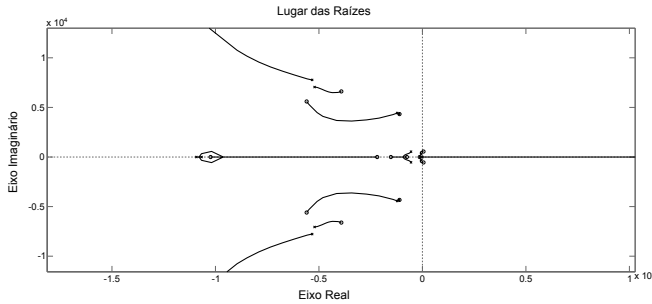


Figura 6.12 – Versão detalhada do lugar das raízes da malha de controle de potência ativa do VSI 2.

- **Malha de controle de tensão:**

A Figura 6.13 apresenta o diagrama de blocos simplificado do sistema para o qual o controlador PI deve ser ajustado. A função de transferência de malha aberta do sistema é dada por:

$$G_{q_2}(s) = \frac{V_2(s)}{I_{q_2}^{ref}(s)} \quad (6.8)$$

Neste trabalho, a função de transferência $G_{q_2}(s)$ foi obtida numericamente com a utilização do *Simulink Control Design Toolbox*, o qual é parte integrante do programa computacional Matlab. O lugar das raízes de $G_{q_2}(s)$ é apresentado na Figura 6.14. A Figura 6.15 apresenta uma versão mais detalhada (em torno do eixo imaginário) do

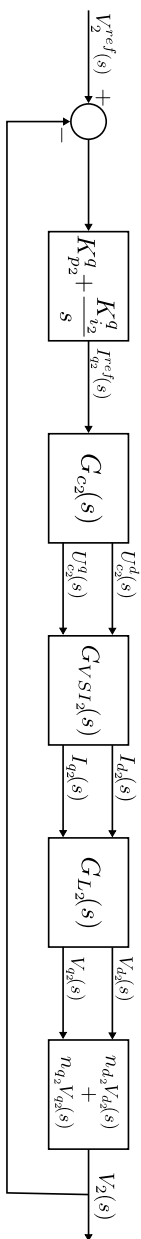


Figura 6.13 – Diagrama de blocos simplificado do sistema para ajuste da malha de controle de tensão do VSI 2 para operação em modo isolado.

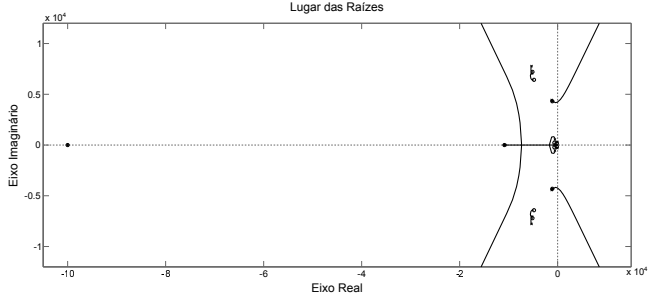


Figura 6.14 – Lugar das raízes da malha de controle de tensão do VSI 2.

lugar das raízes de $G_{q_2}(s)$.

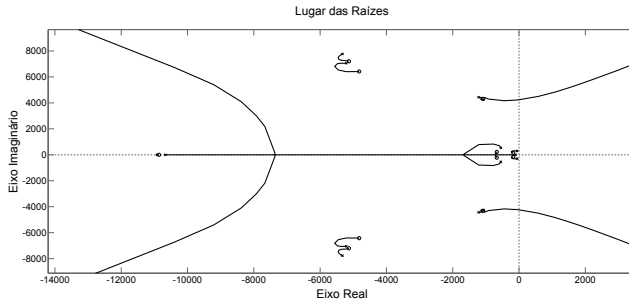


Figura 6.15 – Versão detalhada do lugar das raízes da malha de controle de tensão do VSI 2.

O ajuste dos parâmetros do controlador PI foi realizado utilizando o método do lugar das raízes e a função de transferência do controlador resultante é dada por:

$$C_{PI_2}^q = -0,6218 - \frac{5,8992}{s}$$

6.4.2.2 Ajuste da malha externa do controlador do VSI 4 (controlador do Tipo 1)

O ajuste da malha externa de controle para o VSI 4 é dividido em duas etapas: (i) ajuste da malha de controle de potência ativa; (ii) ajuste da malha de controle de potência reativa.

• **Malha de controle de potência ativa:**

A Figura 6.16 apresenta o diagrama de blocos simplificado do sistema para o qual o controlador PI deve ser ajustado. A função de transferência de malha aberta do sistema é dada por:

$$G_{d_4}(s) = \frac{\varepsilon_{d_4}(s)}{I_{d_4}^{ref}(s)} \quad (6.9)$$

Deve-se observar que, nesse caso, não há entrada de referência direta para o controlador, uma vez que o objetivo da malha de controle PI é fazer com que P_{meas_4} seja igual a P_{ref_4} . A referência de injeção de potência ativa P_{ref_4} , por sua vez, depende do nível de injeção de potência especificado inicialmente (P_{0_4}), bem como da característica de estatismo $P - f$ utilizada nesse controlador. Nesse trabalho, a função de transferência $G_{d_4}(s)$ foi obtida numericamente com a utilização do *Simulink Control Design Toolbox*, o qual é parte integrante do software Matlab. O lugar das raízes de $G_{d_4}(s)$ é apresentado na Figura 6.17. A Figura 6.18 apresenta uma versão mais detalhada (em torno do eixo imaginário) do lugar das raízes de $G_{d_4}(s)$.

O ajuste dos parâmetros do controlador PI foi realizado utilizando o método do lugar das raízes e a função de transferência do controlador resultante é dada por:

$$C_{PI_4}^d = 1,364 \cdot 10^{-2} + \frac{1,0000}{s}$$

• **Malha de controle de potência reativa:**

A Figura 6.19 apresenta o diagrama de blocos simplificado do sistema para o qual o controlador PI deve ser ajustado. A função de transferência de malha aberta do sistema é dada por:

$$G_{q_4}(s) = \frac{\varepsilon_{q_4}(s)}{I_{q_4}^{ref}(s)} \quad (6.10)$$

Deve-se observar que, nesse caso, não há entrada de referência direta para o controlador, uma vez que o objetivo da malha de controle PI é fazer com que Q_{meas_4} seja igual a Q_{ref_4} . A referência de injeção de potência reativa Q_{ref_4} , por sua vez, depende do nível de injeção de potência reativa especificado inicialmente (Q_{0_4}), bem como da característica de estatismo $Q - V$ utilizada nesse controlador. Neste trabalho, a função de transferência $G_{q_4}(s)$ foi obtida numericamente com a utilização do *Simulink Control Design Toolbox*, o qual é parte integrante

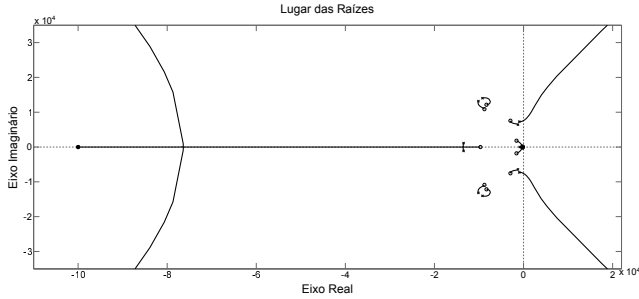


Figura 6.17 – Lugar das raízes da malha de controle de potência ativa do VSI 4.

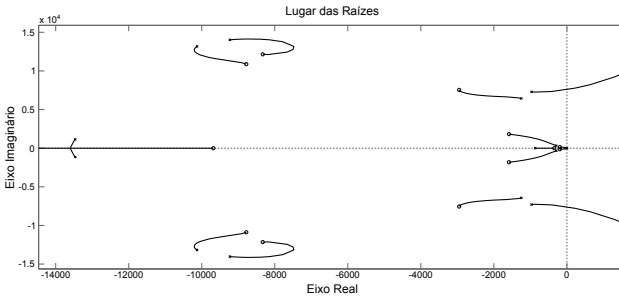


Figura 6.18 – Versão detalhada do lugar das raízes da malha de controle de potência ativa do VSI 4.

do software Matlab. O lugar das raízes de $G_{q_4}(s)$ é apresentado na Figura 6.20. A Figura 6.21 apresenta uma versão mais detalhada (em torno do eixo imaginário) do lugar das raízes de $G_{q_4}(s)$.

O ajuste dos parâmetros do controlador PI foi realizado utilizando o método do lugar das raízes e a função de transferência do controlador resultante é dada por:

$$C_{PI_4}^q = -2,258 \cdot 10^{-2} - \frac{6,0825}{s}$$

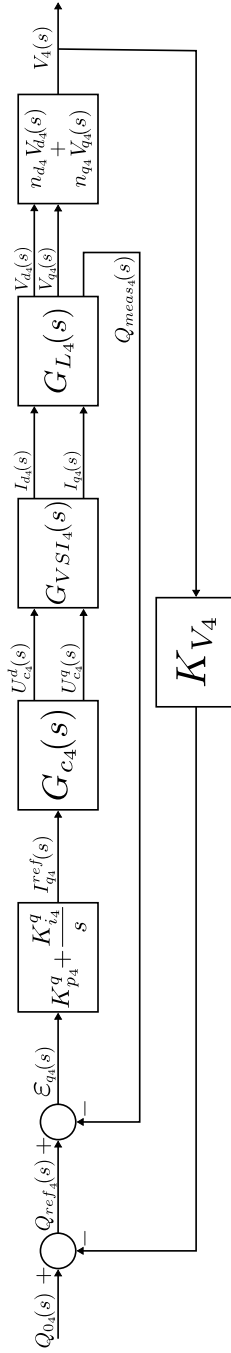


Figura 6.19 – Diagrama de blocos simplificado do sistema para ajuste da malha de controle de potência reativa do VSI 4 para operação em modo isolado.

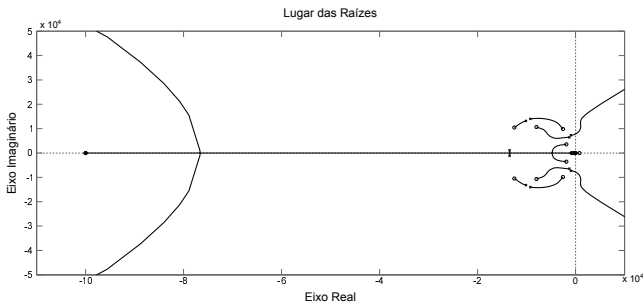


Figura 6.20 – Lugar das raízes da malha de controle de potência reativa do VSI 4.

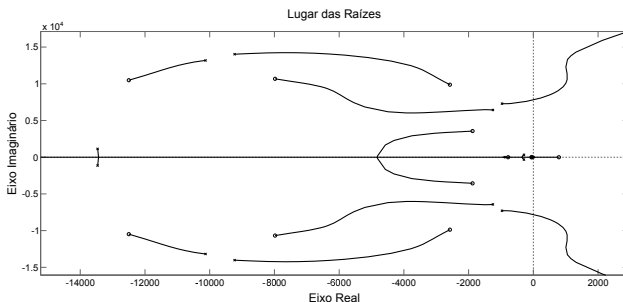


Figura 6.21 – Versão detalhada do lugar das raízes da malha de controle de potência reativa do VSI 4.

6.4.2.3 Ajuste da malha externa do controlador do VSI 7 (controlador do Tipo 1)

O ajuste dos parâmetros das malhas de controle de potência ativa e reativa do controlador do VSI 7 segue exatamente o mesmo procedimento adotado para o controlador do VSI 4. Dessa forma, os detalhes do procedimento de ajuste dos controladores serão omitidos para evitar repetição de informação. A função de transferência dos controladores PI para as malhas de potência ativa e reativa são dados por:

$$C_{PI7}^d = 6,240 \cdot 10^{-3} + \frac{0,7525}{s} \quad e$$

$$C_{PI_7}^q = -5,800 \cdot 10^{-4} - \frac{0,0511}{s},$$

respectivamente.

6.4.2.4 Resumo dos parâmetros dos controladores para operação em modo isolado

A Tabela 14 apresenta um resumo dos parâmetros das malhas externas dos controladores para operação em modo isolado utilizados neste trabalho.

Tabela 14 – Parâmetros das malhas externas de controle para operação em modo isolado.

VSI	Tipo	K_p^d	K_i^d	K_ω [kW/(rad/s)]	K_p^q	K_i^q	K_V [var/V]
2	Tipo 2	$2,673 \cdot 10^{-2}$	2,7601	6,631	-0,6218	-5,8992	-
4	Tipo 1	$1,364 \cdot 10^{-2}$	1,0000	1,326	$-2,258 \cdot 10^{-2}$	-6,0825	208,33
7	Tipo 1	$6,240 \cdot 10^{-3}$	0,7525	1,326	$-5,800 \cdot 10^{-4}$	-0,0511	208,33

6.5 Análise de Estabilidade a Pequenas Perturbações

Nesta seção serão apresentados os resultados da análise de estabilidade a pequenas perturbações da microrrede teste em estudo, tanto para operação em modo interligado quanto em modo isolado. O objetivo dessas análises é o estudo da estabilidade do sistema, bem como a validação dos controladores propostos no que diz respeito à estabilidade e ao amortecimento dos modos do sistema. A etapa de validação dos controladores é realizada utilizando o modelo completo da microrrede desenvolvido no Capítulo 4, e é de fundamental importância, uma vez que cada controlador foi ajustado utilizando modelos locais, conforme descrito nas Seções 6.4.1 e 6.4.2.

O modelo completo da microrrede para operação em modo interligado e em modo isolado foi implementado em Matlab. A escolha desse programa computacional para a implementação dos modelos se deve à sua capacidade de realização de cálculos matriciais complexos necessários aos estudos realizados. Dessa forma, é possível verificar se os ajustes dos controladores realizados considerando somente os modelos locais são também válidos após a conexão das microfones à microrrede. Deve-se ressaltar que todos os modelos foram obtidos considerando que os seus respectivos parâmetros são dados em unidades físicas.

O cálculo das condições iniciais dos modelos é realizado a partir o cálculo do fluxo de potência na microrrede em ambos os modos de operação, conforme descrito na Seção 6.3. O programa de fluxo de potência fornece como saída as diferenças angulares das tensões nodais com relação a uma determinada referência. Essas diferenças angulares são então utilizadas para a transformação de coordenadas necessária à formação do modelo completo da microrrede, conforme descrito no Capítulo 4. Detalhes do cálculo das condições iniciais dos modelos a partir dos resultados do fluxo de potência são descritos no Apêndice A.

A seguir são apresentados os resultados da análise do modelo linearizado da microrrede para cada um dos modos de operação.

6.5.1 Modo Interligado

A análise de estabilidade a pequenas perturbações da microrrede operando em modo interligado é realizada a partir do cálculo dos autovalores da matriz de estados do sistema. A formação do modelo linearizado da microrrede, bem como o cálculo dos autovalores do sistema (considerando as dinâmicas dos VSIs e seus respectivos controladores, da rede elétrica e das cargas) foi realizado por meio da utilização do programa computacional Matlab. Os resultados do cálculo dos autovalores são apresentados na Tabela 15.

Tabela 15 – Autovalores do sistema para o modo interligado.

Polo	Razão de Amortecimento	Freq. (rad/s)
-1,00e+005	1,00e+000	1,00e+005
-1,00e+005	1,00e+000	1,00e+005
-1,00e+005 + j1,03e+000	1,00e+000	1,00e+005
-1,00e+005 - j1,03e+000	1,00e+000	1,00e+005
-1,00e+005 + j4,39e-001	1,00e+000	1,00e+005
-1,00e+005 - j4,39e-001	1,00e+000	1,00e+005
-1,29e+004 + j3,43e+002	1,00e+000	1,29e+004
-1,29e+004 - j3,43e+002	1,00e+000	1,29e+004
-9,40e+003 + j1,07e+004	6,59e-001	1,43e+004
-9,40e+003 - j1,07e+004	6,59e-001	1,43e+004
-3,53e+003 + j1,25e+004	2,71e-001	1,30e+004
-3,53e+003 - j1,25e+004	2,71e-001	1,30e+004
-8,56e+003 + j9,80e+003	6,58e-001	1,30e+004
-8,56e+003 - j9,80e+003	6,58e-001	1,30e+004
-8,36e+003 + j9,45e+003	6,63e-001	1,26e+004
-8,36e+003 - j9,45e+003	6,63e-001	1,26e+004
-3,85e+003 + j1,17e+004	3,11e-001	1,24e+004
-3,85e+003 - j1,17e+004	3,11e-001	1,24e+004
-3,19e+003 + j1,09e+004	2,80e-001	1,14e+004
-3,19e+003 - j1,09e+004	2,80e-001	1,14e+004
-7,36e+003 + j8,74e+003	6,44e-001	1,14e+004

Continua na próxima página

Tabela 15 – Continuação da página anterior

Polo	Razão de Amortecimento	Freq. (rad/s)
$-7,36e+003 - j8,74e+003$	$6,44e-001$	$1,14e+004$
$-3,03e+003 + j9,78e+003$	$2,96e-001$	$1,02e+004$
$-3,03e+003 - j9,78e+003$	$2,96e-001$	$1,02e+004$
$-2,05e+003 + j7,05e+003$	$2,79e-001$	$7,34e+003$
$-2,05e+003 - j7,05e+003$	$2,79e-001$	$7,34e+003$
$-5,42e+003 + j5,97e+003$	$6,72e-001$	$8,06e+003$
$-5,42e+003 - j5,97e+003$	$6,72e-001$	$8,06e+003$
$-2,11e+003 + j6,12e+003$	$3,25e-001$	$6,48e+003$
$-2,11e+003 - j6,12e+003$	$3,25e-001$	$6,48e+003$
$-4,55e+003 + j5,38e+003$	$6,46e-001$	$7,05e+003$
$-4,55e+003 - j5,38e+003$	$6,46e-001$	$7,05e+003$
$-1,00e+005$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-1,00e+005$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-1,00e+005$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-1,00e+005$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-1,00e+005$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-1,00e+005$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-1,00e+005$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-4,91e+003$	$1,00e+000$	$4,91e+003$
$-4,62e+003$	$1,00e+000$	$4,62e+003$
$-4,66e+003$	$1,00e+000$	$4,66e+003$
$-4,24e+003$	$1,00e+000$	$4,24e+003$
$-4,00e+003$	$1,00e+000$	$4,00e+003$
$-3,47e+003$	$1,00e+000$	$3,47e+003$
$-1,49e+003 + j3,77e+002$	$9,69e-001$	$1,54e+003$
$-1,49e+003 - j3,77e+002$	$9,69e-001$	$1,54e+003$
$-1,38e+003 + j3,73e+002$	$9,65e-001$	$1,43e+003$
$-1,38e+003 - j3,73e+002$	$9,65e-001$	$1,43e+003$
$-1,08e+003 + j3,78e+002$	$9,44e-001$	$1,15e+003$
$-1,08e+003 - j3,78e+002$	$9,44e-001$	$1,15e+003$
$-1,47e+002 + j6,26e+002$	$2,29e-001$	$6,43e+002$
$-1,47e+002 - j6,26e+002$	$2,29e-001$	$6,43e+002$
$-6,50e+001 + j4,36e+002$	$1,48e-001$	$4,41e+002$
$-6,50e+001 - j4,36e+002$	$1,48e-001$	$4,41e+002$
$-1,02e+002 + j5,14e+002$	$1,95e-001$	$5,24e+002$
$-1,02e+002 - j5,14e+002$	$1,95e-001$	$5,24e+002$
$-3,41e+002 + j3,79e+002$	$6,69e-001$	$5,10e+002$
$-3,41e+002 - j3,79e+002$	$6,69e-001$	$5,10e+002$
$-2,75e+002 + j3,83e+002$	$5,82e-001$	$4,72e+002$
$-2,75e+002 - j3,83e+002$	$5,82e-001$	$4,72e+002$
$-2,99e+002 + j3,93e+002$	$6,05e-001$	$4,94e+002$
$-2,99e+002 - j3,93e+002$	$6,05e-001$	$4,94e+002$
$-1,34e+002$	$1,00e+000$	$1,34e+002$
$-1,01e+002$	$1,00e+000$	$1,01e+002$
$-7,84e+001 + j1,31e+001$	$9,86e-001$	$7,95e+001$
$-7,84e+001 - j1,31e+001$	$9,86e-001$	$7,95e+001$
$-7,70e+001$	$1,00e+000$	$7,70e+001$
$-4,00e+001$	$1,00e+000$	$4,00e+001$
$-4,97e+001$	$1,00e+000$	$4,97e+001$
$-4,99e+001$	$1,00e+000$	$4,99e+001$
$-5,00e+001$	$1,00e+000$	$5,00e+001$

A partir da análise dos resultados apresentados na Tabela 15 é possível perceber que todos os autovalores possuem parte real negativa, o que leva a valores de razão de amortecimento positivos e, portanto,

o sistema é estável do ponto de vista de estabilidade a pequenas perturbações. Observa-se também que, apesar de na especificação dos polos em malha fechada realizada no projeto da malha de controle de corrente se adotar um critério mínimo de razão de amortecimento igual a 35%, há alguns modos do sistema que apresentam amortecimento inferior àquele valor mínimo pré-especificado. Isso ocorre basicamente devido aos seguintes fatos:

- A especificação da razão de amortecimento mínima dá-se no estágio de projeto do controlador de corrente. Entretanto, após o ajuste da malha de controle de corrente procede-se ao ajuste das malhas de controle de potência ativa e reativa. Para o projeto das malhas externas de controle não é especificado um valor de amortecimento mínimo aos polos do sistema em malha fechada após a inclusão dessas malhas de controle, o que pode levar à degradação do amortecimento provido pela malha interna de controle de corrente;
- O projeto dos controladores dos VSIs é realizado de maneira local, ou seja, considerando que cada VSI é conectado diretamente ao barramento infinito. Entretanto, quando se faz a análise de estabilidade do sistema completo, os VSIs não estão conectados diretamente ao barramento infinito, o que altera a posição dos polos em malha fechada dos modelos de cada VSI e seus respectivos controladores. Outro fato é que no modelo local não se levam em conta as interações entre os VSIs, os controladores, as cargas e a rede elétrica e, portanto, o controlador projetado segundo a metodologia proposta neste trabalho provavelmente apresentará desempenho inferior do que se o VSI operasse conectado diretamente ao barramento infinito.

Apesar dos fatos expostos anteriormente, pode-se dizer que o ajuste dos controladores utilizando os modelos locais forneceram resultados satisfatórios, uma vez que os modos menos amortecidos encontrados na análise da Tabela 15 apresentam amortecimento de 14,8% e 19,5%, o que, em se tratando de sistemas de potência, é considerado um nível de amortecimento satisfatório. De forma a identificar quais elementos da microrrede têm maior influência sobre esses modos, realizou-se o cálculo dos fatores de participação normalizados, cuja expressão matemática é dada por [189]:

$$p_{ki} = \frac{|v_{ik}||w_{ki}|}{\sum_{k=1}^n |v_{ik}||w_{ki}|} \quad (6.11)$$

onde p_{ki} se refere ao fator de participação da k -ésima variável de estado no i -ésimo modo do sistema, v_{ik} corresponde ao i -ésimo elemento do k -ésimo autovetor à direita e w_{ik} é o i -ésimo elemento do k -ésimo autovetor à esquerda.

Os fatores de participação normalizados para o modo com amortecimento igual a 14,8% ($-6,50e+001 \pm j4,36e+002$) são apresentados na Figura 6.22. As variáveis de estado correspondentes aos índices 1 ao 21 no eixo das abscissas são relacionadas ao modelo do VSI 2 e seu respectivo controlador. Dessa forma, é possível verificar que esse modo é relacionado ao VSI 2.

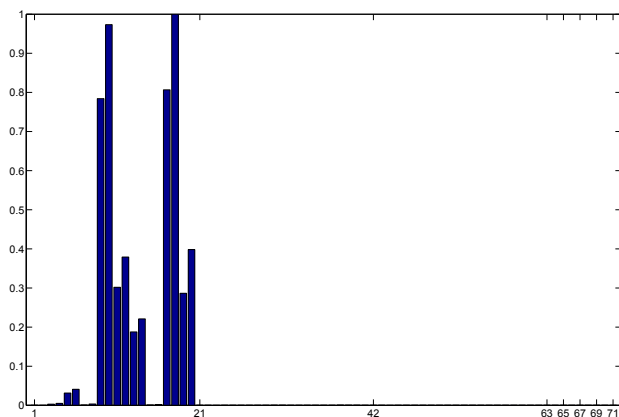


Figura 6.22 – Fatores de participação normalizados do modo $-6,50e+001 \pm j4,36e+002$.

Os fatores de participação normalizados para o modo com amortecimento igual a 19,5% ($-1,02e+002 \pm j5,14e+002$) são apresentados na Figura 6.23. As variáveis de estado correspondentes aos índices 22 ao 42 no eixo das abscissas são relacionadas ao modelo do VSI 4 e seu respectivo controlador. Dessa forma, é possível verificar que esse modo é relacionado ao VSI 4.

Portanto, para que o amortecimento desses modos seja aumentado é possível reprojeter os controladores dos VSIs 2 e 4. Entretanto, neste trabalho considerou-se que as razões de amortecimento obtidas com os controladores apresentados anteriormente são adequadas para a operação da microrrede.

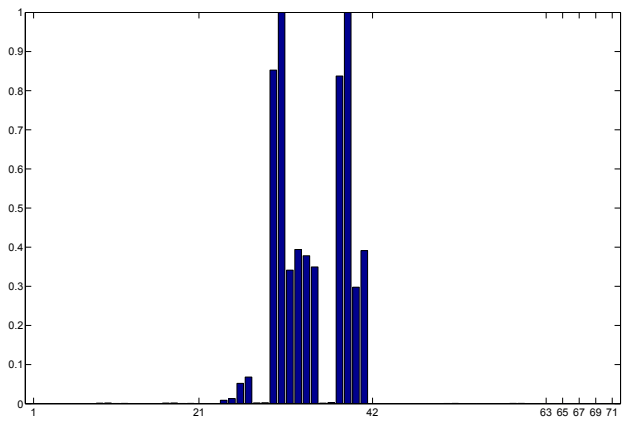


Figura 6.23 – Fatores de participação normalizados do modo $-1,02\text{e}+002 \pm j5,14\text{e}+002$.

6.5.2 Modo Isolado

A análise de estabilidade a pequenas perturbações da microrrede operando em modo isolado é realizada a partir do cálculo dos autovalores da matriz de estados do sistema. A formação do modelo linearizado da microrrede em modo isolado, bem como o cálculo dos autovalores do sistema (considerando as dinâmicas dos VSIs e seus respectivos controladores, da rede elétrica e das cargas), foi realizado por meio da utilização do programa computacional Matlab. Os resultados do cálculo dos autovalores são apresentados na Tabela 16.

Tabela 16 – Autovalores do sistema para o modo isolado

Polo	Razão de Amortecimento	Freq. (rad/s)
$-1,00\text{e}+005$	$1,00\text{e}+000$	$1,00\text{e}+005$
$-1,00\text{e}+005$	$1,00\text{e}+000$	$1,00\text{e}+005$
$-1,00\text{e}+005$	$1,00\text{e}+000$	$1,00\text{e}+005$
$-1,00\text{e}+005$	$1,00\text{e}+000$	$1,00\text{e}+005$
$-8,95\text{e}+003 + j1,32\text{e}+003$	$9,89\text{e}-001$	$9,05\text{e}+003$
$-8,95\text{e}+003 - j1,32\text{e}+003$	$9,89\text{e}-001$	$9,05\text{e}+003$
$-1,22\text{e}+003 + j6,89\text{e}+003$	$1,74\text{e}-001$	$7,00\text{e}+003$
$-1,22\text{e}+003 - j6,89\text{e}+003$	$1,74\text{e}-001$	$7,00\text{e}+003$
$-4,09\text{e}+003 + j4,81\text{e}+003$	$6,48\text{e}-001$	$6,31\text{e}+003$
$-4,09\text{e}+003 - j4,81\text{e}+003$	$6,48\text{e}-001$	$6,31\text{e}+003$
$-2,89\text{e}+003 + j3,27\text{e}+003$	$6,62\text{e}-001$	$4,36\text{e}+003$

Continua na próxima página

Tabela 16 – Continuação da página anterior

Polo	Razão de Amortecimento	Freq. (rad/s)
$-2,89e+003 - j3,27e+003$	$6,62e-001$	$4,36e+003$
$-4,12e+002 + j2,32e+003$	$1,75e-001$	$2,35e+003$
$-4,12e+002 - j2,32e+003$	$1,75e-001$	$2,35e+003$
$-2,99e+002 + j2,93e+002$	$7,14e-001$	$4,19e+002$
$-2,99e+002 - j2,93e+002$	$7,14e-001$	$4,19e+002$
$-1,00e+005$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-1,00e+005$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-1,00e+005$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-1,00e+005$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-1,28e+003 + j1,18e+004$	$1,08e-001$	$1,18e+004$
$-1,28e+003 - j1,18e+004$	$1,08e-001$	$1,18e+004$
$-1,27e+004 + j5,95e+003$	$9,05e-001$	$1,40e+004$
$-1,27e+004 - j5,95e+003$	$9,05e-001$	$1,40e+004$
$-7,83e+003 + j1,14e+004$	$5,66e-001$	$1,38e+004$
$-7,83e+003 - j1,14e+004$	$5,66e-001$	$1,38e+004$
$-8,63e+003 + j1,04e+004$	$6,39e-001$	$1,35e+004$
$-8,63e+003 - j1,04e+004$	$6,39e-001$	$1,35e+004$
$-9,28e+003 + j9,47e+003$	$7,00e-001$	$1,33e+004$
$-9,28e+003 - j9,47e+003$	$7,00e-001$	$1,33e+004$
$-4,42e+003 + j1,12e+004$	$3,67e-001$	$1,20e+004$
$-4,42e+003 - j1,12e+004$	$3,67e-001$	$1,20e+004$
$-5,15e+003 + j7,25e+003$	$5,79e-001$	$8,90e+003$
$-5,15e+003 - j7,25e+003$	$5,79e-001$	$8,90e+003$
$-1,02e+004$	$1,00e+000$	$1,02e+004$
$-8,86e+003$	$1,00e+000$	$8,86e+003$
$-3,63e+002 + j4,47e+003$	$8,08e-002$	$4,49e+003$
$-3,63e+002 - j4,47e+003$	$8,08e-002$	$4,49e+003$
$-4,47e+001 + j1,33e+002$	$3,18e-001$	$1,41e+002$
$-4,47e+001 - j1,33e+002$	$3,18e-001$	$1,41e+002$
$-3,86e+000$	$1,00e+000$	$3,86e+000$
$-9,75e+001$	$1,00e+000$	$9,75e+001$
$-4,96e+001$	$1,00e+000$	$4,96e+001$
$-2,83e+002 + j3,71e+002$	$6,06e-001$	$4,66e+002$
$-2,83e+002 - j3,71e+002$	$6,06e-001$	$4,66e+002$
$-2,53e+002$	$1,00e+000$	$2,53e+002$
$-6,81e+001$	$1,00e+000$	$6,81e+001$
$-3,00e+001$	$1,00e+000$	$3,00e+001$
$-4,23e+001$	$1,00e+000$	$4,23e+001$
$-1,00e+005 + j4,47e+000$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-1,00e+005 - j4,47e+000$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-9,99e+004$	$1,00e+000$	$9,99e+004$
$-1,00e+005$	$1,00e+000$	$1,00e+005$
$-3,19e+003 + j9,86e+003$	$3,08e-001$	$1,04e+004$
$-3,19e+003 - j9,86e+003$	$3,08e-001$	$1,04e+004$
$-7,55e+003 + j8,48e+003$	$6,65e-001$	$1,14e+004$
$-7,55e+003 - j8,48e+003$	$6,65e-001$	$1,14e+004$
$-2,08e+003 + j8,43e+003$	$2,40e-001$	$8,68e+003$
$-2,08e+003 - j8,43e+003$	$2,40e-001$	$8,68e+003$
$-9,16e+003$	$1,00e+000$	$9,16e+003$
$-3,01e+002 + j9,76e+002$	$2,95e-001$	$1,02e+003$
$-3,01e+002 - j9,76e+002$	$2,95e-001$	$1,02e+003$
$-2,62e+002 + j3,92e+002$	$5,56e-001$	$4,72e+002$
$-2,62e+002 - j3,92e+002$	$5,56e-001$	$4,72e+002$
$-1,05e+002$	$1,00e+000$	$1,05e+002$
$-1,47e+003 + j3,80e+002$	$9,68e-001$	$1,52e+003$

Continua na próxima página

Tabela 16 – Continuação da página anterior

Polo	Razão de Amortecimento	Freq. (rad/s)
$-1,47\text{e}+003 - \text{j}3,80\text{e}+002$	9,68e-001	1,52e+003
$-1,26\text{e}+003 + \text{j}3,94\text{e}+002$	9,54e-001	1,32e+003
$-1,26\text{e}+003 - \text{j}3,94\text{e}+002$	9,54e-001	1,32e+003

A partir da análise dos resultados apresentados na Tabela 16 é possível perceber que todos os autovalores possuem parte real negativa, o que leva a valores de razão de amortecimento positivos e, portanto, o sistema é estável do ponto de vista de estabilidade a pequenas perturbações. Observa-se também que, apesar de na especificação dos polos em malha fechada realizada no projeto da malha de controle de corrente adotar-se um critério mínimo de razão de amortecimento igual a 35%, há alguns modos do sistema que apresentam amortecimento inferior àquele valor mínimo pré-especificado. A explicação para esse fato é a mesma apresentada na análise de estabilidade a pequenas perturbações da microrrede operando em modo interligado.

Novamente, apesar dos fatos relacionados à degradação do amortecimento dos modos do sistema já mencionados, pode-se dizer que o ajuste dos controladores utilizando os modelos locais fornecem resultados satisfatórios, uma vez que os amortecimentos mínimos encontrados na análise da Tabela 16 são de 8,08%, 17,4% e 17,5%, o que, em se tratando de sistemas de potência, é considerado um nível de amortecimento satisfatório. De forma a identificar quais elementos da microrrede têm maior influência sobre esses modos, realizou-se o cálculo dos fatores de participação normalizados.

Os fatores de participação normalizados para o modo com amortecimento de 8,08% ($-3,63\text{e}+002 \pm \text{j}4,47\text{e}+003$) são apresentados na Figura 6.24. As variáveis de estado correspondentes aos índices 1 ao 21 no eixo das abscissas são relacionadas ao modelo do VSI 2 e seu respectivo controlador, ao passo que as variáveis de estado correspondentes aos índices 22 ao 42 no eixo das abscissas são relacionadas ao modelo do VSI 4 e seu respectivo controlador. Para esse modo fica difícil definir qual elemento da microrrede é mais influente. Aparentemente, esse modo é resultado da interação entre os VSIs 2 e 4.

Para os modos com amortecimento igual a 17,4% ($-1,22\text{e}+003 \pm \text{j}6,89\text{e}+003$) e 17,5% ($-4,12\text{e}+002 \pm \text{j}2,32\text{e}+003$), os fatores de participação normalizados são apresentados nas Figuras 6.25 e 6.26, respectivamente. As variáveis de estado correspondentes aos índices 1 ao 21 no eixo das abscissas são relacionadas ao modelo do VSI 2 e seu respectivo controlador. Dessa forma, é possível verificar que esses dois modos são relacionados ao VSI 2.

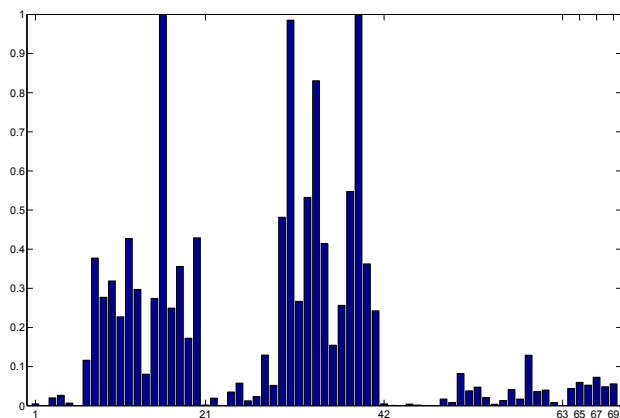


Figura 6.24 – Fatores de participação normalizados do modo $-3,63e+002 \pm j4,47e+003$.

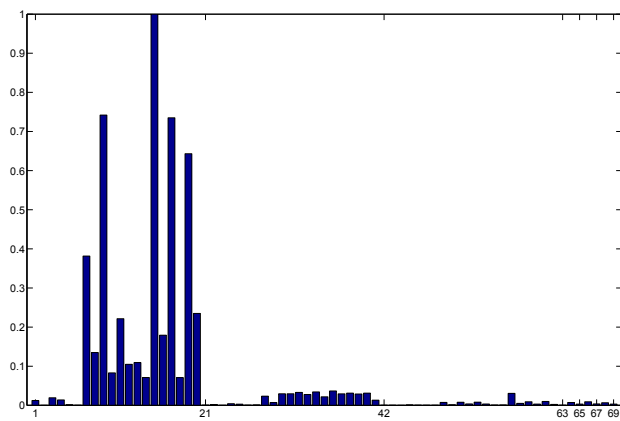


Figura 6.25 – Fatores de participação normalizados do modo $-1,22e+003 \pm j6,89e+003$.

6.6 Simulações Não-Lineares no Domínio do Tempo

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulações não lineares no domínio do tempo realizadas para a verificação dos resulta-

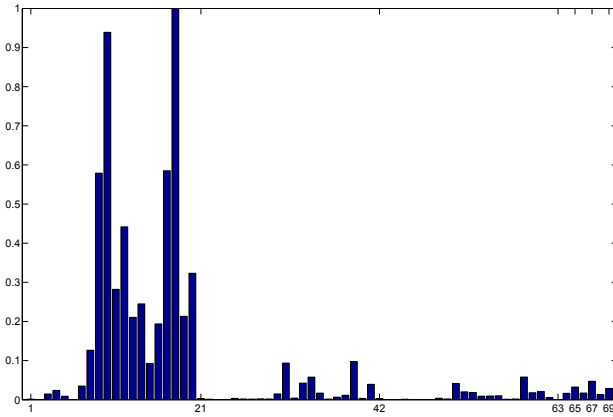


Figura 6.26 – Fatores de participação normalizados do modo $-4,12e+002 \pm j2,32e+003$.

dos obtidos na análise de estabilidade a pequenas perturbações, como também verificar se a resposta dos controladores propostos neste trabalho são adequados para a aplicação em microrredes operando tanto em modo interligado quanto em modo isolado. Todas as simulações que serão apresentadas na sequência foram realizadas utilizando o programa computacional PSCAD/EMTDC.

Primeiramente será apresentada uma breve descrição do programa computacional PSCAD/EMTDC de forma a facilitar a compreensão da implementação e dos resultados das simulações. Na sequência são apresentados alguns detalhes práticos da implementação da microrrede teste e das estruturas de controle no programa computacional em questão. Por fim, uma série de resultados de simulação são apresentados com o intuito de avaliar o comportamento dinâmico da microrrede, tanto em operação em modo interligado quanto em modo isolado.

6.6.1 Descrição do programa computacional PSCAD/EMTDC

O programa computacional PSCAD (*Power Systems Computer Aided Design*) é uma interface gráfica para a ferramenta de simulação de transitórios eletromagnéticos chamada EMTDC (*Electromagnetic Transients including DC*) [190]. O desenvolvimento desse programa

iniciou no ano de 1975, no *Manitoba HVDC Research Center* [191]. O PSCAD/EMTDC permite o projeto e a análise de sistemas elétricos de potência em regime permanente e transitório. Esse programa é muito utilizado também para estudos de curto-circuito e análise de qualidade de energia elétrica. Alguns estudos que podem ser realizados utilizando o PSCAD/EMTDC são [190]:

- Coordenação de isolamento de equipamentos CA e CC;
- Análise de faltas, religamentos e fenômenos de ferorrressonância;
- Teste de relés e análise do impacto da utilização desses equipamentos na operação de sistemas de potência;
- Projeto de dispositivos de eletrônica de potência e seus controladores, tais como dispositivos FACTS, filtros ativos e elos de corrente contínua;
- Análise de problemas de ressonância subsíncrona;
- Projeto de sistemas de distribuição;
- Projeto, coordenação do controle e integração de parques eólicos, grupos geradores e dispositivos de armazenamento de energia.

Esse programa difere dos programas utilizados tradicionalmente para simulação de transitórios eletromecânicos em sistemas de potência devido ao fato de não realizar as simulações sob forma fasorial. Os resultados gerados pelo PSCAD/EMTDC são calculados como valores instantâneos no tempo (simulação no domínio do tempo). Uma vantagem desse programa é que com ele é possível realizar simulações de fenômenos físicos que ocorrem fora da frequência fundamental da rede, o que não é possível nos programas baseados em simulação fasorial. As equações dinâmicas do sistema são resolvidas por meio do método trapezoidal de integração numérica (passo de integração fixo) [192].

Neste trabalho optou-se por utilizar o PSCAD/EMTDC devido à sua capacidade de representação da dinâmica da rede elétrica, das cargas, dos filtros de saída dos VSIs e também da representação explícita dos elementos de eletrônica de potência (tais como tiristores, MOS-FETs, etc.) utilizados na modelagem dos VSIs.

6.6.2 Implementação da Microrrede-Teste no PSCAD/EMTDC

Os elementos da microrrede, tais como linhas, cargas, VSIs e seus respectivos controladores foram implementados utilizando alguns mo-

delos de componentes previamente disponíveis na biblioteca do PSCAD. A seguir são apresentados detalhes da implementação de cada um dos elementos da microrrede.

6.6.2.1 Rede elétrica

Para a representação da rede elétrica no PSCAD considerou-se que cada linha ou transformador pode ser representada como um ramo RL série, tal como definido no Capítulo 4. A Figura 6.27 apresenta o modelo da rede elétrica da microrrede-teste, cujo diagrama unifilar foi apresentado na Figura 6.1. Nessa figura é possível verificar que uma fonte de tensão trifásica ideal está conectada ao Nó 1 para representar o modelo equivalente da rede principal.

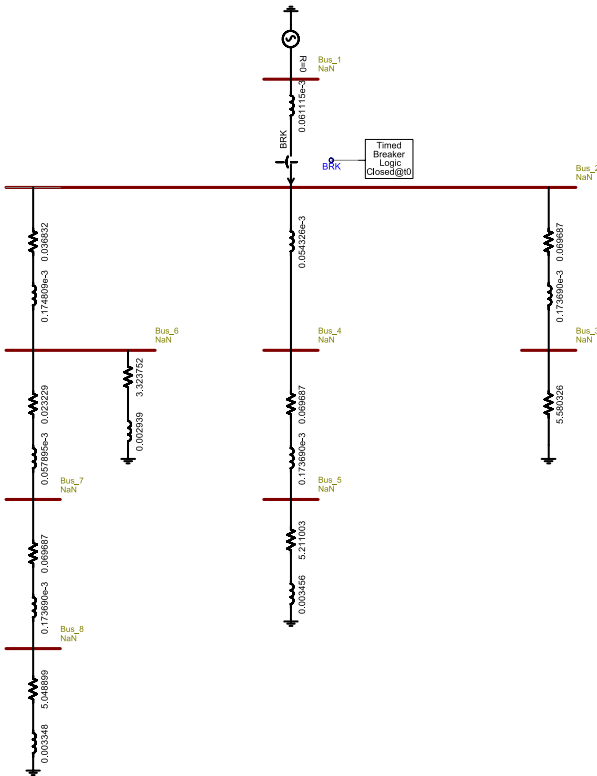


Figura 6.27 – Modelo da rede elétrica implementado no PSCAD.

6.6.2.2 Microfontes

Conforme mencionado no Capítulo 4, as microfones são representadas somente pelos VSIs com filtro de saída do tipo LCL . Nesse caso, a dinâmica do barramento CC é desprezada e, portanto, esse barramento pode ser modelado como uma fonte de tensão CC ideal. A Figura 6.28 apresenta o modelo de um VSI com filtro de saída LCL implementado no PSCAD. Deve-se observar que as chaves que compõem o inversor são explicitamente representadas e, portanto, os fenômenos relacionados ao chaveamento desses elementos são também simulados.

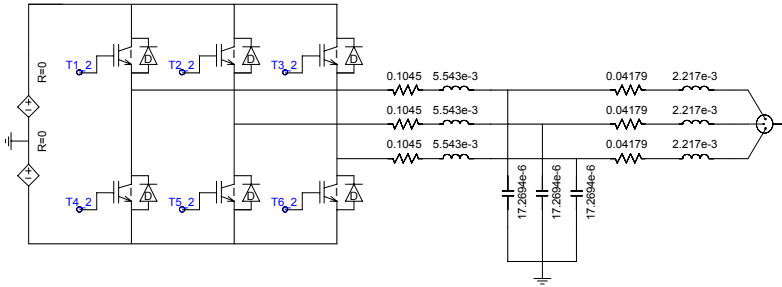


Figura 6.28 – Modelo do VSI com filtro de saída LCL implementado no PSCAD.

6.6.2.3 Cargas

Para manter coerência com os modelos desenvolvidos no Capítulo 4, as cargas são representadas por circuitos RL série conectados à terra, conforme ilustrado na Figura 6.29. Deve-se ressaltar que na microrrede teste existem somente cargas de característica indutiva.

6.6.2.4 Controladores dos VSIs

A implementação dos controladores dos VSIs no PSCAD pode ser dividida em quatro partes: (i) módulo de processamento das medidas (conversão de coordenadas abc para $dq0$, filtros de primeira ordem e PLL); (ii) malha interna de controle de corrente; (iii) malha externa

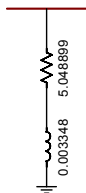


Figura 6.29 – Modelo de carga indutiva implementado no PSCAD.

de controle de potência ativa e reativa (ou tensão); (iv) geração dos sinais de gatilho para os tiristores (modulador PWM).

Na Figura 6.30 é apresentado o diagrama da implementação em PSCAD do módulo de processamento das medidas utilizadas como variáveis de entrada para os controladores dos VSIs. Nessa figura é possível visualizar o bloco do PLL, o qual é utilizado para sincronizar o VSI com a rede elétrica. As saídas do bloco do PLL são o ângulo de fase da tensão (utilizado para a conversão entre os sistemas de referência abc e $dq0$) e a frequência da rede (utilizada na malha de controle de potência ativa para modo de operação isolada). Também é possível visualizar os blocos de transformação de coordenadas, de filtragem dos sinais medidos e do cálculo das injeções de potência ativa e reativa a partir das componentes de eixo direto e em quadratura da tensão terminal e corrente de saída do VSI.

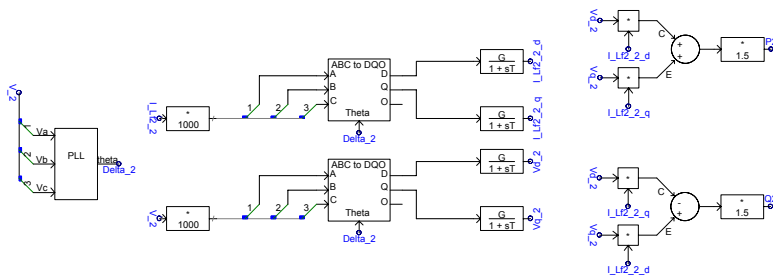


Figura 6.30 – Módulo de processamento das medidas de tensão e corrente implementado em PSCAD.

O diagrama de um controlador de corrente baseado na estrutura proposta nesse trabalho, implementado no PSCAD, é apresentado na Figura 6.31.

Para melhor entender esse diagrama deve-se observar que o PSCAD possui algumas limitações à implementação de estruturas de con-

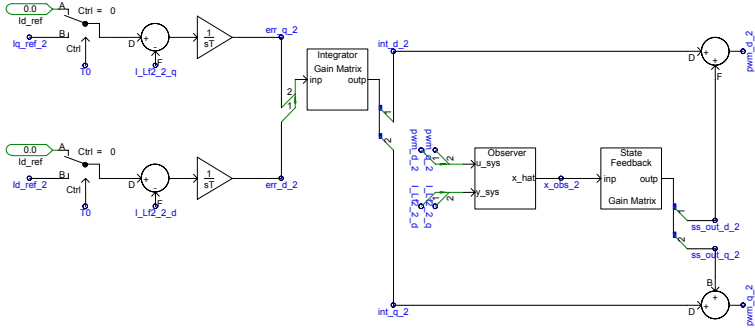


Figura 6.31 – Módulo de controle de corrente implementado em PS-CAD.

trole mais complexas. Uma dessas limitações é que a biblioteca CSMF (*Continuous Systems Modeling Functions*), utilizada para a representação de sistemas de controle, é bastante limitada no que diz respeito à utilização de operações matriciais para a implementação dos controladores. Isso impõe uma limitação à implementação da estrutura de controle de corrente proposta neste trabalho, uma vez que esse controlador é baseado na teoria de controle multivariável por realimentação de estados. Esses controladores envolvem algumas operações matriciais para o cálculo das ações de controle.

Para contornar o problema torna-se necessária a criação de alguns novos modelos (por meio da funcionalidade existente no PSCAD de implementação de blocos definidos pelo usuário) que sejam capazes de realizar as operações necessárias para o cálculo das saídas do controlador de corrente. Primeiramente, é necessária a criação de um bloco que implemente a solução via método trapezoidal de integração das equações dinâmicas do observador de estados. A equação dinâmica de um observador de estados convencional é dada por [188]:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{LC})\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{Bu} + \mathbf{Ly} \quad (6.12)$$

onde $\hat{\mathbf{x}}$ é o vetor de estados do observador, \mathbf{A} e \mathbf{C} são as matrizes do modelo no espaço de estados do sistema, \mathbf{L} é a matriz de ganho do observador de estados, \mathbf{u} é o vetor de entradas do sistema e \mathbf{y} é o vetor de saídas.

A solução de uma equação de estados via método trapezoidal é

dada por [193]:

$$\mathbf{x}^{(\nu)} = \mathbf{x}^{(\nu-1)} + \frac{\Delta t}{2} \left(\dot{\mathbf{x}}^{(\nu)} + \dot{\mathbf{x}}^{(\nu-1)} \right) \quad (6.13)$$

onde Δt corresponde ao passo de integração e ν corresponde ao número do intervalo de integração.

A aplicação de (6.13) na (6.12) resulta em:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}^{(\nu)} = \hat{\mathbf{x}}^{(\nu-1)} + \frac{\Delta t}{2} \left[\left(\mathbf{M}\hat{\mathbf{x}}^{(\nu)} + \mathbf{B}\mathbf{u}^{(\nu)} + \mathbf{L}\mathbf{y}^{(\nu)} \right) \right. \\ \left. + \left(\mathbf{M}\hat{\mathbf{x}}^{(\nu-1)} + \mathbf{B}\mathbf{u}^{(\nu-1)} + \mathbf{L}\mathbf{y}^{(\nu-1)} \right) \right] \end{aligned} \quad (6.14)$$

onde $\mathbf{M} = (\mathbf{A} - \mathbf{LC})$. Rearranjando os termos de (6.14) obtêm-se:

$$\mathbf{M}_1 \hat{\mathbf{x}}^{(\nu)} = \mathbf{M}_2 \hat{\mathbf{x}}^{(\nu-1)} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{B} (\mathbf{u}^{(\nu)} + \mathbf{u}^{(\nu-1)}) + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{L} (\mathbf{y}^{(\nu)} + \mathbf{y}^{(\nu-1)}) \quad (6.15)$$

onde:

$$\mathbf{M}_1 = \left(\mathbf{I} - \frac{\Delta t}{2} \mathbf{M} \right), \mathbf{M}_2 = \left(\mathbf{I} + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{M} \right).$$

O bloco referente ao observador de estados foi implementado em FORTRAN. Basicamente, o código-fonte em FORTRAN lê as variáveis de entradas e saídas do modelo a partir das informações advindas do PSCAD, resolve o sistema linear dado por (6.15) e retorna ao PSCAD os estados estimados no passo de integração corrente. Essa rotina é executada a cada passo de integração durante todo o processo de simulação.

Além do observador de estados, duas outras operações matriciais são necessárias para o cálculo das saídas do controlador de corrente: o produto da matriz de realimentação de estados \mathbf{K} pelo vetor de estados estimados $\hat{\mathbf{x}}$ e o produto da matriz de ganho dos integradores \mathbf{K}_I pelo vetor de saídas dos integradores utilizados para prover a capacidade de seguimento de referência ao controlador de corrente. Essas duas operações foram implementadas em blocos distintos. Cada bloco possui um código-fonte em FORTRAN, os quais são responsáveis pelo cálculo desses produtos matriciais.

Uma alternativa para evitar a necessidade de implementação de partes do controlador em FORTRAN seria a utilização conjunta do PSCAD e do Matlab/Simulink. Dessa forma seria possível implementar todos os controladores no Matlab/Simulink, ao passo que o restante dos modelos continuaria sendo implementado no PSCAD. Essa alternativa

chegou a ser estudada, mas levou a tempos de simulação muito maiores do que os obtidos implementando todas as estruturas de controle no PSCAD. Os motivos para essa grande diferença nos tempos de execução utilizando essas duas abordagens são apresentados em [191, 194–196].

Os diagramas das malhas de controle de potência ativa e reativa para operação e modo interligado implementados no PSCAD são apresentados nas Figuras 6.32 e 6.33, respectivamente. Essas malhas de controle são compostas basicamente por controladores PI, cujas saídas são as referências de corrente de eixo direto e em quadratura. Essas referências de corrente são então passadas ao módulo de controle de corrente.

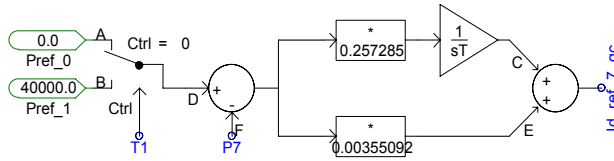


Figura 6.32 – Módulo de controle de potência ativa para modo interligado implementado em PSCAD.

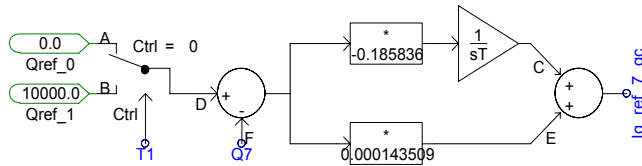


Figura 6.33 – Módulo de controle de potência reativa para modo interligado implementado em PSCAD.

A implementação em PSCAD da malha de controle de potência ativa para operação em modo isolado (válida para os controladores do Tipo 1 e do Tipo 2) é apresentada na Figura 6.34. Essa malha de controle é composta por um controlador PI e um ganho estático que representa a característica de estatismo $P - f$ do controlador.

A implementação em PSCAD da malha de controle de potência reativa para operação em modo isolado baseada na característica de estatismo $Q - V$ (controlador do Tipo 1) é apresentada na Figura 6.35. Essa malha de controle é composta por um controlador PI e um ganho estático que representa a característica de estatismo $Q - V$ do controlador.

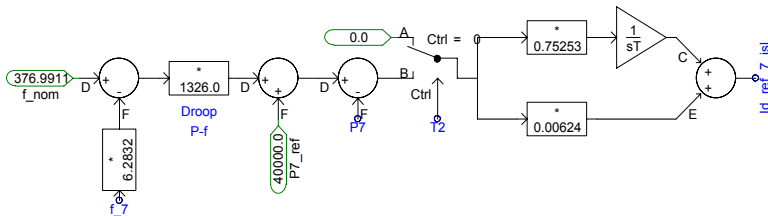


Figura 6.34 – Módulo de controle de potência ativa para modo isolado (controladores do Tipo 1 e do Tipo 2) implementado em PSCAD.

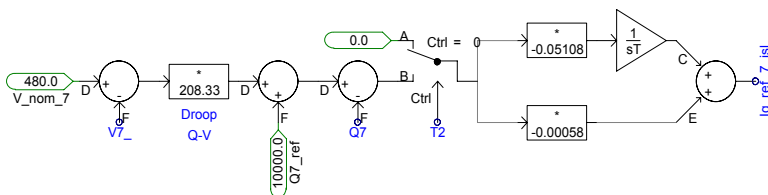


Figura 6.35 – Módulo de controle de potência reativa para modo isolado (controlador do Tipo 1) implementado em PSCAD.

O diagrama da malha de controle de potência reativa para operação em modo isolado baseada na regulação de tensão terminal (controlador do Tipo 2) é apresentado na Figura 6.36. Esta malha de controle é composta por um controlador PI, responsável por fazer a tensão terminal do VSI igual à tensão de referência pré-especificada.

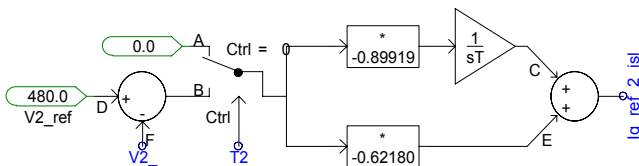


Figura 6.36 – Módulo de controle de tensão para modo isolado (controlador do Tipo 2) implementado em PSCAD.

O diagrama do módulo de geração dos sinais de gatilho para os transistores (modulador PWM) é apresentado na Figura 6.37.

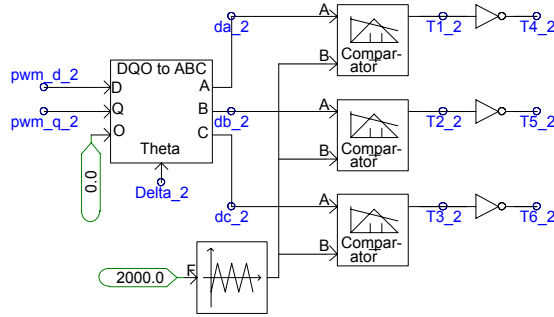


Figura 6.37 – Módulo de geração dos sinais de gatilho dos transistores.

6.6.3 Resultados de simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulações não lineares no domínio do tempo obtidos com a utilização do programa computacional PSCAD/EMTDC. Essas simulações têm como objetivos: (i) validar a análise de estabilidade a pequenas perturbações apresentada anteriormente; (ii) a verificar o desempenho dos controladores propostos neste trabalho; (iii) verificar o comportamento dinâmico da microrrede antes, durante e após o ilhamento. Para tanto, realizaram-se simulações de quatro diferentes casos:

- *Caso 1:* operação da microrrede em modo interligado;
- *Caso 2:* transição da operação em modo interligado para o modo isolado (detecção de ilhamento no mesmo instante em que ocorre a desconexão da rede principal);
- *Caso 3:* transição do modo de operação interligado para o modo isolado (detecção de ilhamento com atraso em relação ao instante em que ocorre a desconexão da rede principal);
- *Caso 4:* mesmo cenário do Caso 2, com a diferença de que um dos controladores dos VSIs em modo isolado é do Tipo 0.

Todas as simulações foram realizadas em um computador Intel Core 2 Duo 2,93 GHz com 4 GB de memória RAM.

6.6.3.1 Caso 1

Neste caso considera-se que a microrrede opera conectada à rede principal durante todo o horizonte de simulação (igual a 1,0 segundo). O objetivo desse estudo é verificar o comportamento dos controladores para operação em modo interligado quando submetidos a variações nos valores de suas respectivas entradas de referência. Os eventos simulados nesse caso são listados a seguir:

1. $0 \leq t < 0,2$ segundo: durante os primeiros 200 ms de simulação ocorre a inicialização dos modelos dos VSIs e seus controladores, das cargas e da rede elétrica. Esse período de simulação é necessário, uma vez que não são informadas as condições iniciais de cada elemento do sistema no instante de início da simulação.
2. $0,2 \leq t < 0,5$ segundo: durante esse período, as referências de potência ativa e reativa dos VSIs são iguais aos valores apresentados na Tabela 17.

Tabela 17 – Referências de potência ativa e reativa no primeiro intervalo (Caso 1).

VSI	P_{ref} [kW]	Q_{ref} [kvar]
2	80,00	10,00
4	20,00	0,00
7	40,00	10,00

3. $t = 0,5$ segundo: nesse instante as referências de potência ativa e reativa dos VSIs são alteradas. Os novos valores das referências de potência são apresentados na Tabela 18.

Tabela 18 – Referências de potência ativa e reativa no segundo intervalo (Caso 2).

VSI	P_{ref} [kW]	Q_{ref} [kvar]
2	100,00	15,00
4	15,00	2,00
7	30,00	5,00

4. $t = 1,0$ segundo: fim da simulação.

A simulação foi executada utilizando um passo de integração de $1,00 \mu\text{s}$ e o tempo total de processamento foi de 2 minutos e 43 segundos

(para o horizonte de simulação de 1,0 segundo). As Figuras 6.38, 6.39 e 6.40 apresentam as formas de onda das correntes de saída das fases *a*, *b* e *c* dos VSIs 2, 4 e 7, respectivamente. Pode-se observar claramente os fenômenos de inicialização dos modelos durante os primeiros 200 ms da simulação. Após a inicialização dos modelos, as primeiras referências de potência ativa e reativa são aplicadas aos controladores na forma de degraus com amplitudes conforme as apresentadas na Tabela 17. Observa-se também que a resposta das correntes é bem amortecida e rápida, demonstrando o bom comportamento dinâmico do controlador de corrente proposto neste trabalho. Este bom desempenho também ocorre após a mudança das referências de potência ativa e reativa (em $t = 0,5$ segundo), conforme pode ser observado nestas figuras.

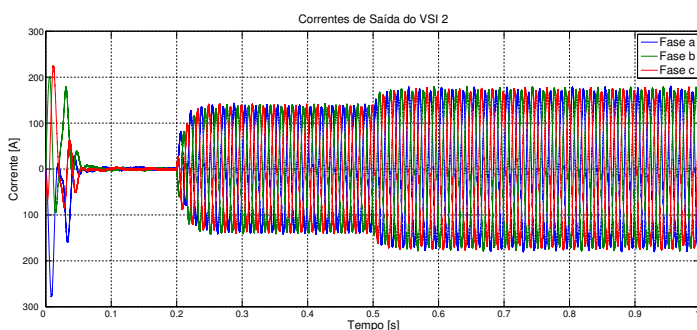


Figura 6.38 – Correntes de saída do VSI 2 na referência *abc* (Caso 1).

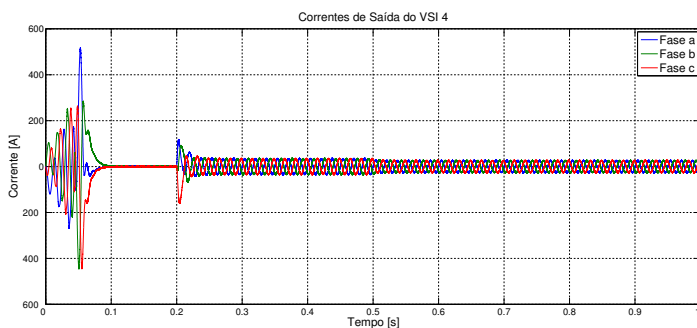


Figura 6.39 – Correntes de saída do VSI 4 na referência *abc* (Caso 1).

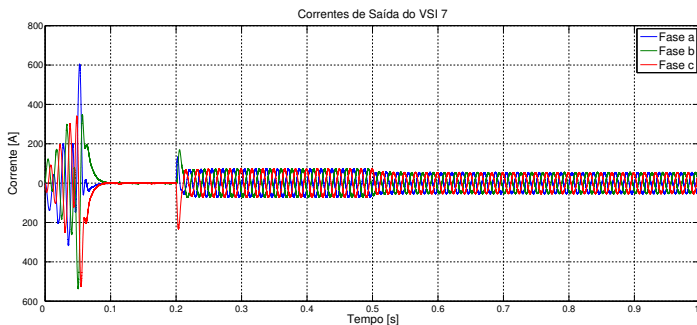


Figura 6.40 – Correntes de saída do VSI 7 na referência abc (Caso 1).

Os resultados referentes às correntes de saída dos VSIs também podem ser analisados no sistema de referência dq . Para tanto, as correntes de saída de eixo direto e em quadratura dos VSIs 2, 4 e 7 são apresentadas nas Figuras 6.41, 6.42 e 6.43, respectivamente.

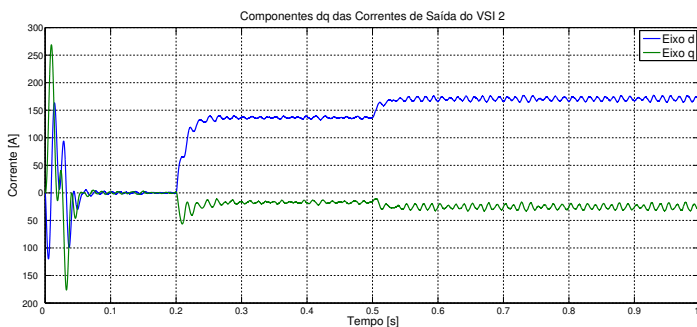


Figura 6.41 – Correntes de saída do VSI 2 na referência dq (Caso 1).

As Figuras 6.44 e 6.45 apresentam as formas de onda das injeções de potência ativa e reativa, respectivamente, dos VSIs e da rede principal. Pode-se verificar, a partir da análise desses gráficos, que os controladores propostos são adequados para a operação em modo interligado, uma vez que são capazes de seguir adequadamente as referências de potência ativa e reativa pré-especificadas. Também é possível observar, nesses gráficos, que as parcelas de carga e perdas na rede não supridas pelos VSIs são supridas pela rede principal.

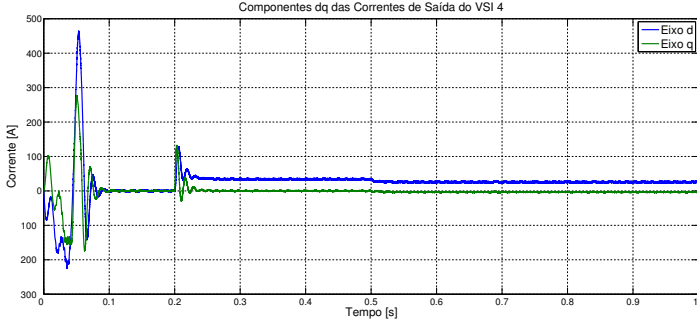


Figura 6.42 – Correntes de saída do VSI 4 na referência dq (Caso 1).

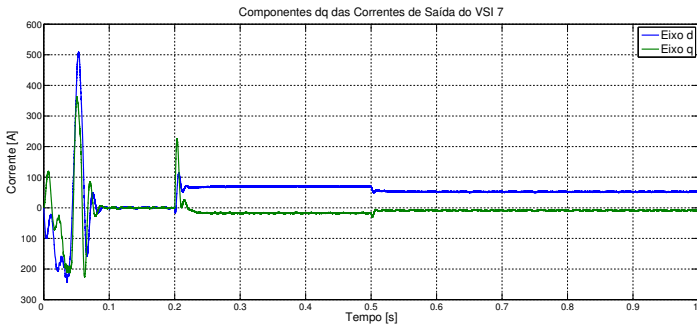


Figura 6.43 – Correntes de saída do VSI 7 na referência dq (Caso 1).

Esses resultados de simulação comprovam também a análise de estabilidade a pequenas perturbações realizada na Seção 6.5.1, uma vez que durante as simulações o sistema também demonstrou comportamento estável e bem amortecido.

6.6.3.2 Caso 2

Neste caso considera-se que a microrrede opera inicialmente conectada à rede principal e, em um determinado instante de tempo ocorre o ilhamento. Considera-se também que a detecção do ilhamento é realizada instantaneamente e, dessa forma, as estruturas de controle são alteradas no mesmo instante da desconexão da rede principal, possibilitando a operação em modo isolado. O objetivo dessa simulação

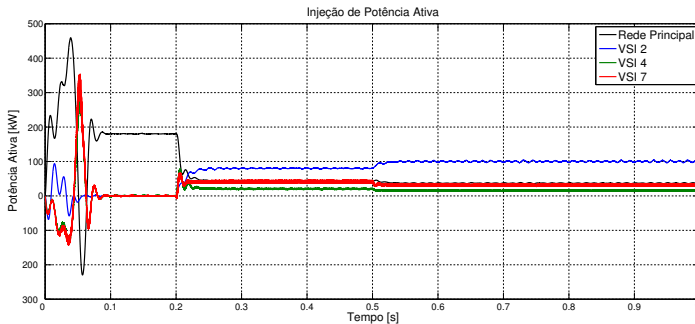


Figura 6.44 – Injeções de potência ativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 1).

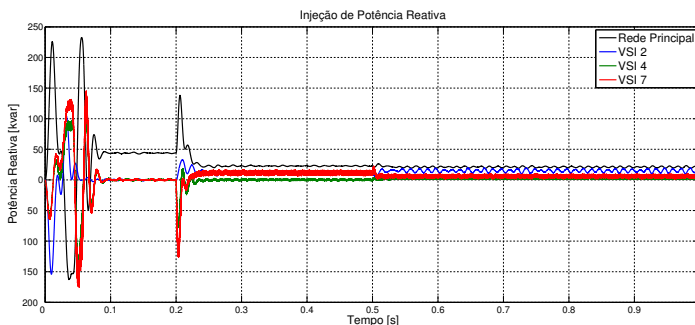


Figura 6.45 – Injeções de potência reativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 1).

é verificar se os controladores utilizados neste trabalho são capazes de manter uma operação estável e com bom desempenho dinâmico tanto em modo interligado quanto em modo isolado. Também é importante que a transição de um modo de operação para o outro seja realizada de forma mais suave possível. Os eventos simulados nesse caso são listados a seguir:

1. $0 \leq t < 0,2$ segundo: inicialização dos modelos dos VSIs e seus controladores, das cargas e da rede elétrica.
2. $0,2 \leq t < 1,0$ segundo: durante esse período a microrrede opera conectada à rede principal. Nesse caso, os controladores dos VSIs são projetados para realizar seguimento de referências de potência

ativa e reativa. As referências de potência ativa e reativa dos VSIs são as mesmas apresentadas na Tabela 17 (referente ao Caso 1).

3. $t = 1,0$ segundo: nesse instante ocorre a desconexão da rede principal e a alteração instantânea das malhas externas de controle de potência ativa e reativa, de modo a possibilitar a operação em modo isolado.
4. $t = 10,0$ segundos: fim da simulação.

A simulação foi executada utilizando um passo de integração igual a $1,00 \mu s$ e o tempo total de processamento foi de 29 minutos e 42 segundos (para o horizonte de simulação de 10,0 segundos). As formas de onda de corrente de saída dos VSIs 2, 4 e 7 são apresentadas nas Figuras 6.46, 6.47 e 6.48, respectivamente. Deve-se ressaltar que, para facilitar a visualização das formas de onda, esses gráficos foram apresentados no intervalo $0,85 \leq t \leq 2,0$ segundos.

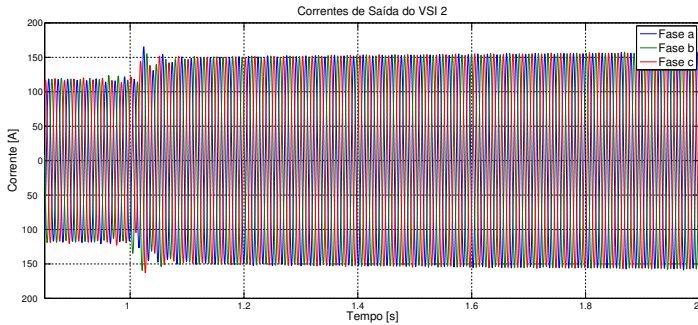


Figura 6.46 – Correntes de saída do VSI 2 na referência *abc* (Caso 2).

Uma análise mais detalhada da resposta das correntes de saída dos inversores pode ser realizada a partir dos gráficos das componentes de eixo direto e em quadratura dessas correntes, as quais são apresentadas nas Figuras 6.49, 6.50 e 6.51. Nesses gráficos é possível observar, que durante a operação em modo interligado (entre $0,2 \leq t < 1,0$ segundo), as correntes de eixo direto e em quadratura eram praticamente constantes para todos os VSIs, exceto por algumas pequenas oscilações que podem ser atribuídas aos efeitos do chaveamento dos conversores, como também a interações dinâmicas entre os elementos da microrrede. A partir do instante do ilhamento, as correntes se alteram devido à ação dos controladores para operação em modo isolado, os quais procuram

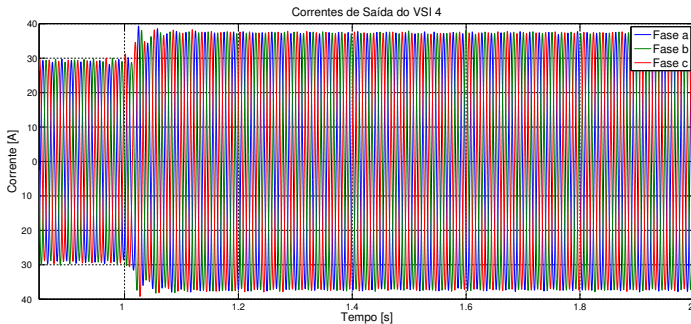


Figura 6.47 – Correntes de saída do VSI 4 na referência abc (Caso 2).

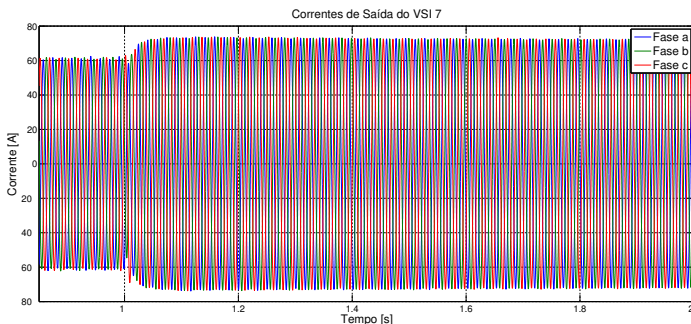
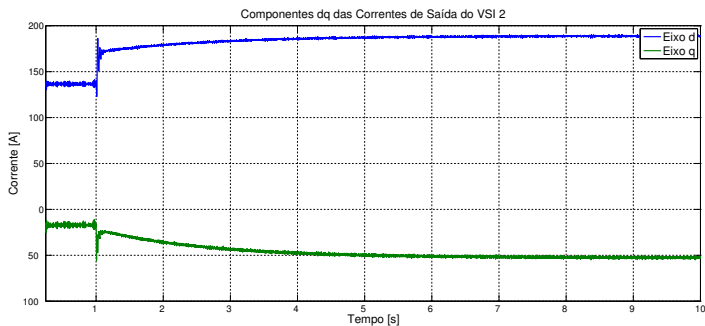
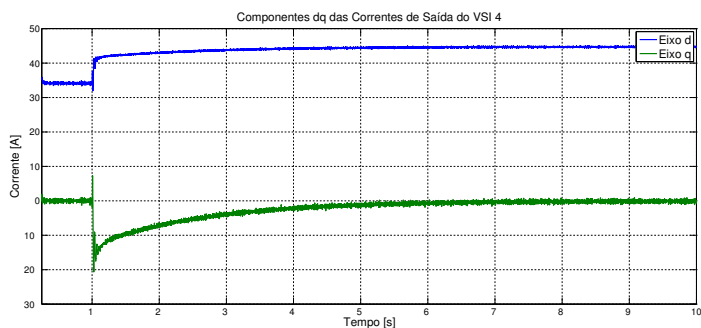
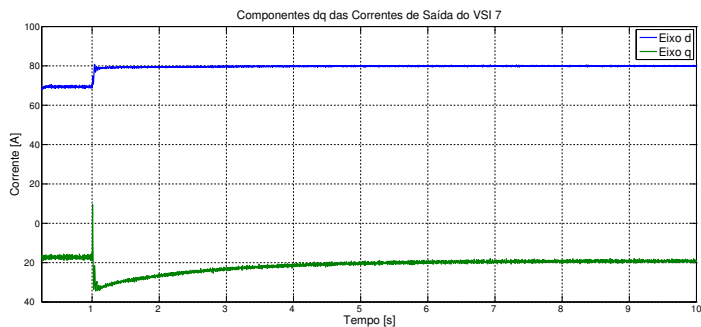


Figura 6.48 – Correntes de saída do VSI 7 na referência abc (Caso 2).

repartir o desbalanço entre carga e geração resultante da desconexão da rede principal entre todos os inversores.

A partir da análise das respostas das correntes observa-se que elas evoluem de forma relativamente lenta para os valores de regime permanente. Isso pode ser explicado pelo fato de o regulador de tensão terminal implementado no VSI 2 ter uma resposta lenta, levando cerca de 5,0 segundos após o ilhamento para atingir o valor de regime permanente pré-especificado. Os gráficos das tensões terminais de cada inversor são apresentados na Figura 6.52 e detalhados na Figura 6.53, para facilitar a visualização da resposta transitória em torno do momento do ilhamento.

Observando esses gráficos é possível verificar que as tensões terminais dos VSIs decaem rapidamente no momento da desconexão da rede principal. Entretanto, a partir da ação do regulador de tensão do

Figura 6.49 – Correntes de saída do VSI 2 na referência dq (Caso 2).Figura 6.50 – Correntes de saída do VSI 4 na referência dq (Caso 2).Figura 6.51 – Correntes de saída do VSI 7 na referência dq (Caso 2).

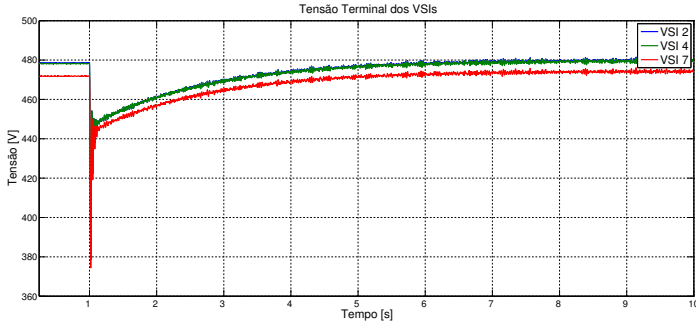


Figura 6.52 – Tensão terminal, em RMS, dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 2).

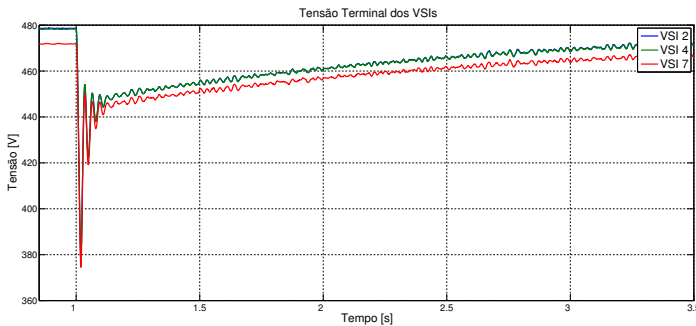


Figura 6.53 – Visão detalhada da resposta transitória da tensão terminal, em RMS, dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 2).

VSI 2 e das malhas de controle de potência reativa dos VSIs 4 e 7, as tensões terminais dos inversores retornam a valores toleráveis. O ajuste dos ganhos do regulador de tensão do VSI 2 é fundamental para a velocidade com que a tensão retorna para o valor nominal. Nesse caso, os ganhos do controlador PI não poderiam ser muito elevados pois levaria o sistema à instabilidade. Dessa forma, optou-se pela implementação de um regulador de tensão com dinâmica um pouco mais lenta, mas que mantivesse a estabilidade do sistema.

Outro fato a ser observado é que o ajuste dos controladores PI das malhas de controle de potência ativa baseadas nas características de estatismo $P - f$ também era limitado, uma vez que a utilização de ganhos elevados no controlador PI também leva à instabilidade do sistema. Essa resposta mais lenta dos controladores de potência ativa

se reflete no comportamento da frequência do sistema, cujo gráfico é apresentado na Figura 6.54 e detalhado na Figura 6.55 de modo a facilitar a visualização da resposta transitória em torno do momento do ilhamento.

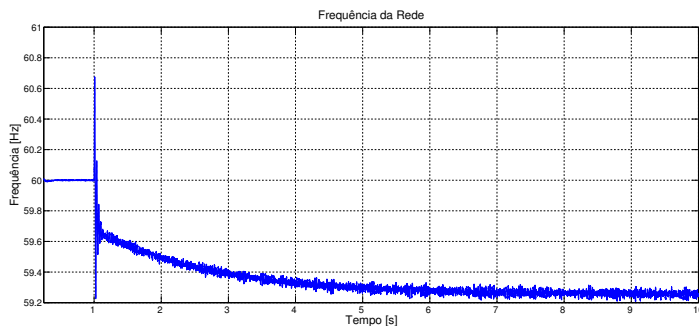


Figura 6.54 – Frequência da rede (Caso 2).

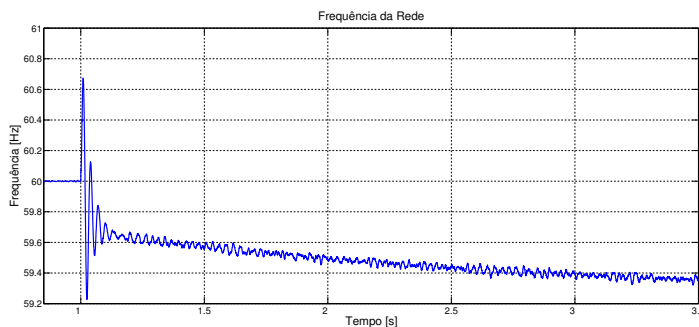


Figura 6.55 – Visão detalhada da resposta transitória da frequência da rede (Caso 2).

Nesses gráficos observa-se que a frequência inicialmente aumenta até um valor de aproximadamente 60,70 Hz e posteriormente decai lentamente com o passar do tempo, a partir do instante do ilhamento. É possível observar também que a frequência atinge um valor de regime permanente em modo isolado muito próximo ao valor obtido com o estudo de fluxo de potência modificado, cujo valor foi de 59,28 Hz.

Os resultados de simulação referentes às injeções de potência ativa e reativa da rede principal e dos VSIs são apresentados nas Figu-

ras 6.56 e 6.57, respectivamente. Os valores das injeções de potência em regime permanente também são bastante próximos aos valores obtidos no estudo de fluxo de potência apresentado na Seção 6.3.2.

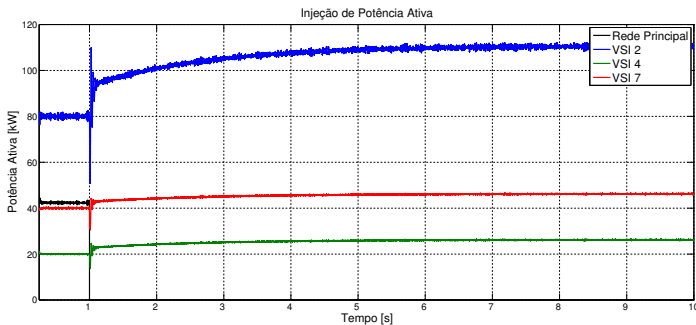


Figura 6.56 – Injeções de potência ativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 2).

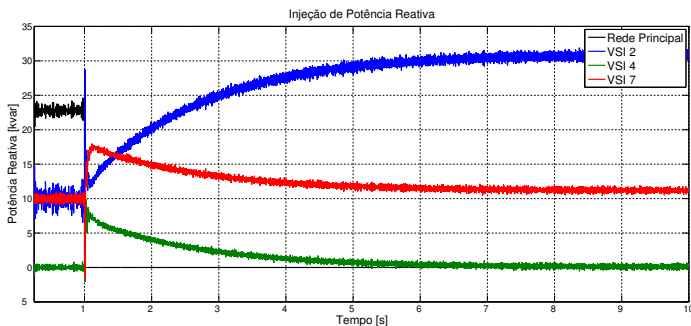


Figura 6.57 – Injeções de potência reativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 2).

6.6.3.3 Caso 3

Este caso é bastante similar ao Caso 2, com a única diferença de que a detecção do ilhamento, e por consequência a alteração das estruturas dos controladores, não ocorre no mesmo instante da desconexão da microrrede da rede principal. O objetivo dessa simulação é

verificar se mesmo com um pequeno atraso na detecção do ilhamento (neste caso, o ilhamento foi detectado 30 ms após a desconexão da rede principal) ainda é possível obter uma transição estável do modo de operação interligado para o modo isolado. A seguir é apresentada, de forma sucinta, a sequência de eventos ocorridos nessa simulação:

1. $0 \leq t < 0,2$ segundo: inicialização dos modelos;
2. $0,2 \leq t < 1,0$ segundo: operação em modo interligado;
3. $t = 1,0$ segundo: desconexão da rede principal;
4. $t = 1,03$ segundos: detecção do ilhamento e alteração dos controladores;
5. $t = 10,0$ segundos: fim da simulação.

Serão apresentados aqui somente os resultados referentes às injeções de potência e à frequência da rede (Figuras 6.58, 6.59 e 6.60, respectivamente), uma vez que todos os outros gráficos são similares aos apresentados para o Caso 2.

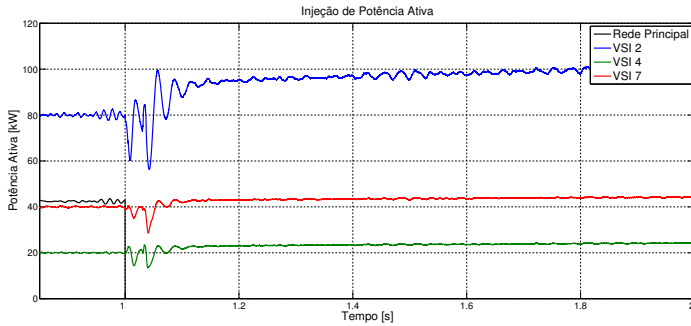


Figura 6.58 – Injeções de potência reativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 3).

A partir da análise desses gráficos é possível perceber que um atraso na detecção do ilhamento deteriora a resposta transitória do sistema. Entretanto, para o valor de 30 ms de atraso entre o ilhamento e a sua detecção, o sistema se manteve estável. Observa-se também que, durante os 30 ms entre o instante do ilhamento e a sua detecção, a frequência da rede atinge um valor de aproximadamente 62,75 Hz.

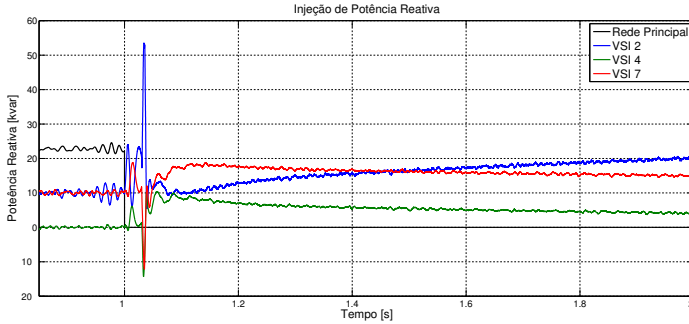


Figura 6.59 – Injeções de potência reativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 3).

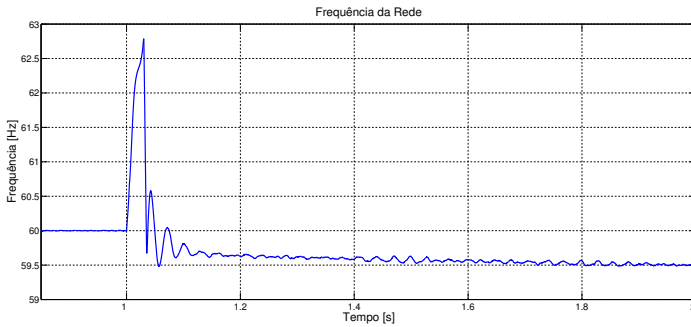


Figura 6.60 – Frequência da rede (Caso 3).

Foi realizada uma outra simulação, cujos resultados não são apresentados neste trabalho, considerando que o atraso na detecção do ilhamento era de 100 ms e, naquele caso, o sistema se tornou instável logo após o ilhamento.

6.6.3.4 Caso 4

O Caso 4 é similar ao Caso 2 com a exceção de que o controlador para operação em modo isolado do VSI 4 é do Tipo 0 (controlador igual ao utilizado para operação em modo interligado), e não do Tipo 1 como vinha sendo adotado até o Caso 3. Com a utilização de um controlador do Tipo 0 o VSI 4 não altera seu despacho de potência

ativa e reativa na operação em modo isolado, ou seja, o VSI 4 não participa do compartilhamento de carga após a desconexão da rede principal. A Tabela 19 apresenta o tipo de controlador utilizado em cada VSI para operação em modo isolado nesse caso.

Tabela 19 – Tipos de controlador para operação em modo isolado utilizados em cada VSI no Caso 4.

VSI	Tipo do Controlador
2	Tipo 2
4	Tipo 0
7	Tipo 1

A seguir é apresentada de forma sucinta a sequência de eventos ocorridos nessa simulação:

1. $0 \leq t < 0,2$ segundo: inicialização dos modelos;
2. $0,2 \leq t < 1,0$ segundo: operação em modo interligado;
3. $t = 1,0$ segundo: desconexão da rede principal, detecção do ilha-mento e alteração do tipo de controlador;
4. $t = 10,0$ segundos: fim da simulação.

Os gráficos relativos às injeções de potência ativa e reativa, bem como da frequência da rede, são apresentados nas Figuras 6.61, 6.62 e 6.63, respectivamente.

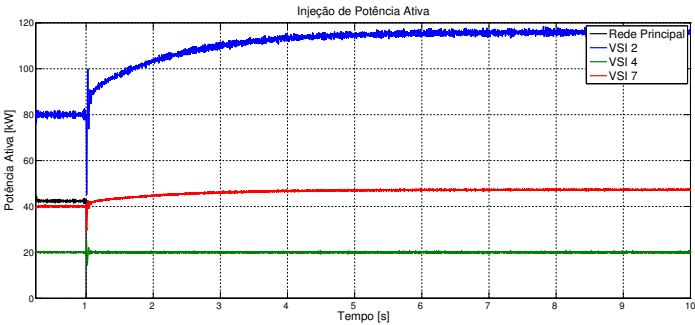


Figura 6.61 – Injeções de potência reativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 4).

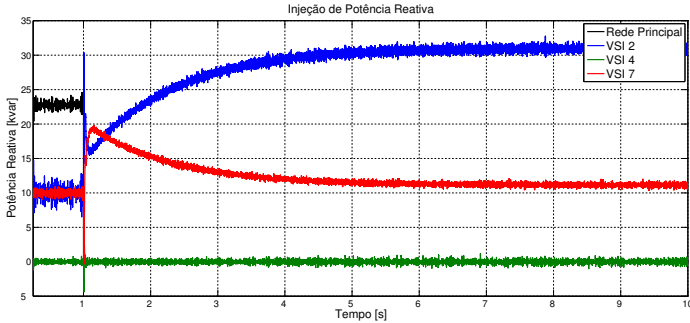


Figura 6.62 – Injeções de potência reativa da rede principal e dos VSIs 2, 4 e 7 (Caso 4).

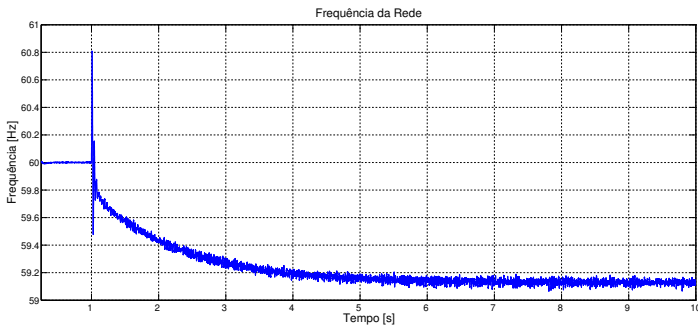


Figura 6.63 – Frequência da rede (Caso 4).

A análise desses gráficos permite verificar que a injeção de potência ativa e reativa do VSI 4 permaneceu constante durante a operação em modo interligado e em modo isolado. Isso fez com que os VSIs 2 e 7 tivessem de assumir o desbalanço de potência resultante da desconexão da rede principal. Nesse caso, as variações dos níveis de injeção de potência ativa dos VSIs 2 e 7 foram maiores que para o Caso 2, o que já era esperado. Como consequência, a frequência de regime permanente em modo isolado também foi menor que para o Caso 2, chegando ao valor de 59,15 Hz.

6.7 Conclusões

Neste capítulo são descritos os resultados relativos a: (i) estudos de fluxo de potência tanto em modo interligado quanto em modo isolado; (ii) metodologia de ajuste das malhas de controle dos VSIs; (iii) estudos de estabilidade a pequenas perturbações, tanto para operação em modo interligado quanto para operação em modo isolado; (iv) simulações no domínio do tempo para a verificação e validação dos outros estudos realizados neste trabalho.

No que diz respeito aos estudos de fluxo de potência, são apresentados resultados para uma condição de operação em modo interligado, bem como os resultados do fluxo de potência para a mesma rede operando em modo isolado. Para o cálculo do fluxo de potência em modo isolado torna-se necessária a elaboração um algoritmo de fluxo de potência modificado, de forma a incluir a representação explícita das características em regime permanente dos controladores dos VSIs, uma vez que em modo isolado não há a figura da barra de folga. Nesse caso, o desbalanço entre carga e geração resultante do ilhamento não pode ser atribuído à barra de folga e, portanto, deve-se conhecer as características de compartilhamento de carga dos controladores para o cálculo do fluxo de potência. Outro resultado bastante útil fornecido pelo algoritmo de fluxo de potência modificado é, além das tensões complexas em todas as barras do sistema, o valor de frequência em regime permanente na operação em modo isolado.

Os ajustes dos controladores são realizados considerando algumas hipóteses simplificadoras que permitem a este processo ser conduzido considerando modelos locais para cada VSI. Entretanto, a utilização dessas hipóteses implica em maiores cuidados no momento do projeto dos controladores, uma vez que as incertezas com relação ao sistema ao qual o VSI será conectado são muito elevadas. Neste trabalho opta-se por utilizar técnicas de ajuste clássicas do controle linear, o que leva a ganhos de controladores bastante conservadores, conforme pode ser observado nos resultados de simulação para operação em modo isolado. Fica evidente, então, a necessidade de utilização de técnicas mais avançadas de ajuste de controladores para aplicações em microrredes, tal como o controle robusto. Entretanto, esse não é o enfoque do presente trabalho.

A seção de análise de estabilidade a pequenas perturbações utilizando os modelos desenvolvidos no Capítulo 4 desta dissertação é de extrema importância para a compreensão do comportamento dinâmico da microrrede, bem como para identificar as limitações nos ganhos dos

controladores para operação em modo isolado de forma a manter a estabilidade do sistema. Esses estudos também são importantes para identificar quais são os modos de oscilação menos amortecidos e, em caso de instabilidade ou modos com amortecimento abaixo do aceitável, os modelos desenvolvidos nesse trabalho são úteis para a determinação de metodologias para a implementação de ações corretivas nos controladores. Deve-se destacar também que, devido à implementação dos modelos considerando que seus respectivos parâmetros são dados em unidades físicas, a matriz de estados do modelo completo da microrrede pode ser mal condicionada e, dessa forma, resultar em dificuldades para a realização do cálculo dos autovalores do sistema.

Por fim, os resultados de simulação não linear no domínio do tempo utilizando o programa computacional PSCAD/EMTDC proporcionam a validação dos estudos realizados anteriormente.

7 CONCLUSÕES

7.1 Recapitulação das Propostas e Contribuições da Dissertação

Este trabalho tem como objetivos a análise do comportamento dinâmico e o projeto de controladores de microrredes de energia elétrica em corrente alternada. O desenvolvimento do trabalho ocorre em um momento de demanda crescente por pesquisa e desenvolvimento na área de *Smart Grids*, dentro da qual as microrredes desempenham um papel muito importante. Face a esse cenário, o trabalho de pesquisa realizado nesta dissertação visa o desenvolvimento de ferramentas que possibilitem o projeto e análise de microrredes operando tanto em modo interligado quanto em modo isolado. Para tanto, é proposta uma metodologia sistemática para a obtenção de um modelo linearizado da microrrede a partir da modelagem individual de cada componente da rede. Essa metodologia permite que novos modelos sejam utilizados sem a necessidade de alteração do modelo geral da microrrede.

Nos dois primeiros capítulos desta dissertação são apresentados os conceitos referentes a GD e microrredes. Esses capítulos são de fundamental importância para a compreensão das limitações técnicas resultantes do uso massivo de unidades de GD em redes de distribuição. Nesses capítulos também foi apresentada uma visão geral do problema de controle de microrredes.

No Capítulo 4 apresenta-se em detalhes o desenvolvimento de um modelo linearizado para microrredes, válido tanto para redes operando em modo interligado quanto em modo isolado. Para tanto, é empregada uma técnica de modelagem modular que permite aos componentes da microrrede serem modelados individualmente e, posteriormente, deriva-se o modelo completo da microrrede a partir das relações de entradas e saídas dos modelos individuais. Os componentes das microrredes modelados nesta dissertação são: (i) rede elétrica; (ii) cargas; (iii) VSIs com filtro de saída *LCL*; (iv) controladores dos VSIs.

O Capítulo 5 trata do problema de controle de VSIs para aplicação em microrredes. Nesse capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica do problema de controle desses conversores de forma a tornar possível, na segunda parte do capítulo, a proposição de algumas estruturas de controle para a aplicação neste trabalho. Ao fim do capítulo são apresentados os detalhes das estruturas de cada tipo de controlador proposto nesta dissertação, bem como os seus respectivos modelos matemáticos.

O Capítulo 6 apresenta os resultados e simulações obtidos a partir da aplicação a um sistema-teste dos desenvolvimentos realizados ao longo da dissertação. Primeiramente são apresentados os resultados de fluxo de potência tanto para operação em modo interligado quanto em modo isolado. Em seguida, descreve-se em detalhes a metodologia utilizada para o ajuste dos parâmetros dos controladores de VSIs propostos no Capítulo 5. Após o ajuste dos controladores, são apresentados os resultados referentes aos estudos de estabilidade a pequenas perturbações para operação em modo interligado e isolado. Por fim, com o intuito de validar os modelos e os resultados obtidos nesta dissertação, são apresentados resultados de simulações não lineares no domínio do tempo utilizando o programa computacional PSCAD/EMTDC.

7.2 Considerações Finais

O Capítulo 6 desta dissertação apresenta alguns resultados de estudos técnicos de microrredes, tais como fluxo de potência, análise de estabilidade a pequenas perturbações, ajuste de controladores e simulações não lineares no domínio do tempo. Todas as implementações foram realizadas utilizando o programa computacional Matlab, com exceção às simulações no domínio do tempo, as quais foram realizadas no programa computacional PSCAD/EMTDC.

As simulações comprovam os resultados obtidos nos outros estudos e, portanto, atestam também a validade dos modelos desenvolvidos nos Capítulos 4 e 5 desta dissertação.

Entretanto, ainda há muitos desafios que devem ser melhor estudados em trabalhos futuros, tais como os descritos na Seção 7.3. Pelos resultados das simulações não lineares no domínio do tempo, fica claro que os ajustes dos controladores para operação em modo isolado devem ser melhorados de modo a tornar a resposta dinâmica do sistema mais rápida. As limitações dos controladores ajustados para o sistema-teste foram também verificadas no estudo de estabilidade a pequenas perturbações, onde foi possível observar que o aumento dos ganhos das malhas externas de controle de potência ativa e reativa (ou tensão) leva o sistema à instabilidade.

Outro resultado importante deste trabalho é a implementação de um algoritmo de fluxo de potência modificado, que permite a correta representação do comportamento em regime permanente de uma microrrede operando em modo isolado. As características em regime permanente da operação em modo isolado não podem ser estudadas

utilizando um programa de fluxo de potência convencional, uma vez que, nesse modo de operação, não há a figura da barra de folga, considerada imprescindível em estudos convencionais de fluxo de potência. A implementação desse algoritmo de fluxo de potência modificado tem como objetivo proporcionar o cálculo das condições iniciais dos modelos, bem como possibilitar a conversão dos sistemas de referência locais para o sistema de referência global, conforme descrito no Capítulo 4. Entretanto, esse algoritmo poderá ser utilizado futuramente para outros estudos na área de microrredes.

Por fim, é possível afirmar que este trabalho apresenta o desenvolvimento de alguns modelos matemáticos e ferramentas de estudos de microrredes que poderão ser de grande utilidade em trabalhos futuros nesta área.

7.3 Sugestões para Trabalhos Futuros

Os modelos desenvolvidos no Capítulo 4 permitem uma série de outros estudos não abordados nessa dissertação. Portanto, sugere-se a sua utilização em outros estudos de modo a investigar possíveis limitações dos modelos propostos, bem como propor novas aplicações e ferramentas utilizando a estratégia de modelagem desenvolvida nesta dissertação.

Evidentemente, o trabalho desenvolvido nesta dissertação não esgota os temas de pesquisa e desenvolvimento em microrredes. Muito pelo contrário, um de seus principais objetivos é a proposição e o desenvolvimento de ferramentas e técnicas que possam ser utilizadas futuramente para novos estudos nessa área. Alguns tópicos pertinentes no contexto de microrredes e que merecem atenção em trabalhos futuros são listados a seguir:

- Inclusão dos modelos matemáticos de fontes primárias (células fotovoltaicas, microturbinas, turbinas eólicas, micro-centrais hidrelétricas, etc.), de conversores CA/CC e CC/CC e também de microfuentes baseadas em máquinas síncronas conectadas diretamente à rede;
- Transformação dos parâmetros dos modelos para o sistema *por unidade*, com o intuito de minimizar os possíveis problemas de condicionamento numérico das matrizes de estado do sistema. Para tanto, sugere-se também a realização de estudos para a determinação de quais valores-base são mais adequados para a

transformação dos parâmetros para o sistema $p.u.$;

- Implementação de um observador de estados de ordem reduzida na malha de controle de corrente, uma vez que a variável de saída medida (corrente de saída do VSI) é uma variável de estado e, portanto, não precisa ser estimada;
- Análise de robustez do sistema utilizando os modelos propostos no Capítulo 4;
- Utilização de técnicas mais avançadas para o projeto dos controladores dos VSIs (como controle robusto, por exemplo) para contornar as limitações da estratégia de ajuste de controladores apresentadas no Capítulo 6. Também sugere-se a realização de outros estudos de forma a propor estruturas de controle alternativas à utilizada nesta dissertação;
- Realização de estudos de estabilidade a pequenas perturbações mais avançados utilizando o modelo linearizado proposto nessa dissertação. Para tanto, sugere-se que em trabalhos futuros sejam utilizadas algumas informações que podem ser derivadas desse modelo, tais como: (i) fatores de controlabilidade; (ii) fatores de observabilidade; (iii) *mode shapes*; (iv) análise de sensibilidade;
- Implementação de estratégias de controle secundário de microrredes, possibilitando a otimização da operação da microrrede e também o gerenciamento da demanda;
- Inclusão das características de resposta da demanda durante as simulações não lineares no domínio do tempo;
- Implementação de algoritmos de detecção de ilhamento nas simulações não lineares no domínio do tempo de modo a tornar a análise da transição da operação em modo interligado para modo isolado mais realística;
- Estudo e implementação de estruturas de proteção de microrredes;
- Continuação do desenvolvimento do algoritmo de fluxo de potência modificado, de modo a contemplar outras características de regime permanente do controle de microrredes, tais como efeitos de políticas de gerenciamento da demanda e controle secundário de geração;

- Desenvolvimento de algoritmos do tipo fluxo de potência ótimo para aplicação ao gerenciamento da demanda em microrredes.

REFERÊNCIAS

- [1] CHOWDHURY, S. P.; CROSSLEY, P.; CHOWDHURY, S. *Microgrids and Active Distribution Networks*. [S.l.]: Institution of Engineering and Technology, 2009. 329 p. (Renewable Energy Series 6).
- [2] ACKERMANN, T.; ANDERSSON, G.; SÖDER, L. Distributed Generation: A Definition. *Electric Power Systems Research*, v. 57, n. 3, p. 195 – 204, 2001.
- [3] PEPERMANS, G.; DRIESEN, J.; HAESELDONCKX, D.; BELMANS, R.; D’HAESELEER, W. Distributed Generation: Definition, Benefits and Issues. *Energy Policy*, v. 33, n. 6, p. 787 – 798, 2005.
- [4] FARHANGI, H. The Path of the Smart Grid. *IEEE Power & Energy Magazine*, v. 8, n. 1, p. 18–28, Jan-Feb 2010.
- [5] LASSETER, R. H.; AKHIL, A.; MARNAY, C.; STEPHENS, J.; DAGLE, J.; GUTTROMSON, R.; MELIOPOULOUS, A. S.; YINGER, R.; ETO, J. *The CERTS MicroGrid Concept*. [S.l.], April 2002.
- [6] PEREA, E.; OYARZABAL, J. M.; RODRÍGUEZ, R. Definition, Evolution, Applications and Barriers for Deployment of Microgrids in the Energy Sector. *Elektrotechnik und Informationstechnik*, Springer Wien, v. 125, p. 432–437, 2008.
- [7] QUINTERO, J. C. V. *Decentralized Control Techniques Applied to Electric Power Distributed Generation in Microgrids*. Tese (Doutorado) — Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, Espanha, Junho 2009.
- [8] GIL, N. J. de Abreu e S. C. *Identificação de Condições de Operação em Modo Isolado e Procedimentos de Controlo de Emergência para Multi-Micro-Redes*. Tese (Doutorado) — Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, Portugal, Dezembro 2009.
- [9] CIRED Working Group 4 on Dispersed Generation. *Preliminary Report for Discussion at CIRED 1999*. Nice, 1999.

- [10] DONDI, P.; BAYOUMI, D.; HAEDERLI, C.; JULIAN, D.; SUTER, M. Network Integration of Distributed Power Generation. *Journal of Power Sources*, v. 106, p. 1 – 9, 2002.
- [11] IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems. *IEEE Std 1547.1-2005*, p. 1 – 54, 2005.
- [12] Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL. *PRODIST - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, Módulo 1*. [S.l.], 2009.
- [13] LOPES, J. A. P.; HATZIARGYRIOU, N.; MUTALE, J.; DJAPIC, P.; JENKINS, N. Integrating Distributed Generation into Electric Power Systems: A Review of Drivers, Challenges and Opportunities. *Electric Power Systems Research*, v. 77, n. 9, p. 1189 – 1203, 2007.
- [14] RIBEIRO, D. da S. *Estudos de Acesso de Geração Distribuída em Redes de Subtransmissão Mediante um Aplicativo Comercial de Fluxo de Potência Ótimo*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.
- [15] YAO, S.; WANG, Y.; HANG, M.; LIU, X. Research on Probabilistic Power Flow of the Distribution System with Photovoltaic System Generation. In: *2010 International Conference on Power System Technology (POWERCON)*. [S.l.: s.n.], 2010.
- [16] RUIZ-RODRIGUEZ, F.; HERNÁNDEZ, J.; JURADO, F. Probabilistic load Flow for Radial Distribution Networks with Photovoltaic Generators. *IET Renewable Power Generation*, v. 6, n. 2, p. 110 – 121, March 2012.
- [17] DEMAILLY, F.; NINET, O.; EVEN, A. Numerical Tools and Models for Monte Carlo Studies of the Influence on Embedded Generation on Voltage Limits in LV grids. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 3, p. 2343 – 2350, July 2005.
- [18] EL-KHATTAM, W.; HEGAZY, Y.; SALAMA, M. Investigating Distributed Generation Systems Performance using Monte Carlo Simulation. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 21, n. 2, p. 524 – 532, May 2006.

- [19] HADIAN, A.; HAGHIFAM, M. R. Placement of DG with Stochastic Generation. *2010 IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, p. 1 –7, April 2010.
- [20] INEE. *Nota Sobre Geração Distribuída - Introdução*. [S.l.], 2001.
- [21] LIEW, S.; STRBAC, G. Maximising Penetration of Wind Generation in Existing Distribution Networks. *IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution*, v. 149, n. 3, p. 256 –262, May 2002.
- [22] BARKER, P.; MELLO, R. D. Determining the Impact of Distributed Generation on Power Systems. Part I: Radial distribution systems. In: *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2000*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 3, p. 1645 –1656.
- [23] DOS SANTOS, M. C. *Monitoração em Tempo Real da Geração Distribuída em Sistemas de Distribuição*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2006.
- [24] DE SOUZA, A. T. *Monitoração da Geração Distribuída em Sistemas de Distribuição via Testes Geométricos de Colinearidade*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2008.
- [25] STOCK, F. A.; SIMÕES COSTA, A.; DE SOUZA, A. T. Estimador de Estados para Sistemas de Distribuição com Capacidade de Monitoração em Tempo Real de Geração Distribuída. In: *XIX Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2012)*. Campina Grande, PB: [s.n.], 2012.
- [26] BOUTSIKA, T. N.; PAPATHANASSIOU, S. A. Short-circuit Calculations in Networks with Distributed Generation. *Electric Power Systems Research*, v. 78, n. 7, p. 1181 – 1191, 2008.
- [27] KELLER, J.; KROPOSKI, B. *Understanding Fault Characteristics of Inverter-Based Distributed Energy Resources*. [S.l.], January 2010.
- [28] ACKERMANN, T.; KNYAZKIN, V. Interaction Between Distributed Generation and the Distribution Network: Operation Aspects. In: *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1357 – 1362.

- [29] KAUHANIEMI, K.; KUMPULAINEN, L. Impact of Distributed Generation on the Protection of Distribution Networks. In: *Eighth IEE International Conference on Developments in Power System Protection, 2004*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 315 – 318.
- [30] GIRGIS, A.; BRAHMA, S. Effect of Distributed Generation on Protective Device Coordination in Distribution System. In: *Large Engineering Systems Conference on Power Engineering, 2001. LESCOPE '01*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 115 –119.
- [31] GOMEZ, J. C.; MORCOS, M. M. Coordinating Overcurrent Protection and Voltage Sag in Distributed Generation Systems. *IEEE Power Engineering Review*, v. 22, n. 2, p. 16 –19, February 2002.
- [32] McDERMOTT, T.; DUGAN, R. Distributed Generation Impact on Reliability and Power Quality Indices. In: *2002 IEEE Rural Electric Power Conference*. [S.l.: s.n.], 2002.
- [33] SPIER, E. B.; LEMOS, F. A. B.; ROSA, M. A. Análise do Comportamento Dinâmico de Geração Distribuída Conectada em Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica. In: *XVII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, SNP-TEE*. Uberlândia, Minas Gerais: [s.n.], 2003.
- [34] ISHCENKO, A. *Dynamics and Stability of Distribution Networks with Dispersed Generation*. Tese (Doutorado) — Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, NL, January 2008.
- [35] REZA, M.; SCHAVEMAKER, P.; SLOOTWEG, J.; KLING, W.; SLUIS, L. van der. Impacts of Distributed Generation Penetration Levels on Power Systems Transient Stability. In: *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 2150 –2155.
- [36] FREITAS, W.; VIEIRA, J.; MORELATO, A.; SILVA, L. da; COSTA, V. da; LEMOS, F. Comparative Analysis Between Synchronous and Induction Machines for Distributed Generation Applications. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 21, n. 1, p. 301 – 311, February 2006.
- [37] AZMY, A.; ERLICH, I. Impact of Distributed Generation on the Stability of Electrical Power System. In: *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 2, p. 1056 – 1063.

- [38] WALLING, R.; MILLER, N. Distributed Generation Islanding - Implications on Power System Dynamic Performance. In: *2002 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 92 –96.
- [39] SEVERO, L. *Estudo e Implementação de Métodos de Proteção de Anti-Ilhamento Aplicados a Sistemas Fotovoltaicos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Santa Catarina, 2011.
- [40] ZHU, Y.; TOMSOVIC, K. Adaptive Power Flow Method for Distribution Systems with Dispersed Generation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 3, p. 822 – 827, 2002.
- [41] BAZANELLA, A. S. *Métodos Analíticos para a Síntese de Controladores em Sistemas de Potência*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 1997.
- [42] JOOS, G.; OOI, B.; MCGILLIS, D.; GALIANA, F.; MARCEAU, R. The Potential of Distributed Generation to Provide Ancillary Services. In: *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2000*. [S.l.: s.n.], 2000.
- [43] nMentors. *Projetos de Smart Grid*. Julho 2012. Disponível em: <http://www.nmentors.com.br/portfolio/portfolio_projetos_smart_grid.htm>.
- [44] LASSETER, R. H. MicroGrids. In: *Proceedings in IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 305–308.
- [45] LASSETER, R.; PIAGI, P. Providing Premium Power Through Distributed Resources. In: *Proceedings in 33rd Annual Hawaii Int System Sciences Conference*. [S.l.: s.n.], 2000.
- [46] HATZIARGYRIOU, N.; JENKINS, N.; STRBAC, G.; LOPES, J. A. P.; RUELA, J.; ENGLER, A.; OYARZABAL, J.; KARNIOTAKIS, G.; AMORIM, A. Microgrids - Large Scale Integration of Microgeneration to Low Voltage Grids. In: *International Council on Large Electric Systems - CIGRÉ 2006 Session*. Paris, France: [s.n.], 2006.
- [47] PIAGI, P. *Microgrid Control*. Tese (Doutorado) — University of Wisconsin-Madison, 2005.

- [48] TSIKALAKIS, A.; VLACHOGIANNIS, J.; PAPADOGIANNIS, K.; KARINIOTAKIS, G.; LOPES, J. P.; OYARZABAL, J.; MOREIRA, C.; MADUREIRA, A.; COBELO, I. *MICROGRIDS - Large Scale Integration of Micro-Generation to Low Voltage Grids (Deliverable DC1: MicroGrid Central Controller Strategies and Algorithms)*. [S.l.], 2005.
- [49] LOPES, J. A. P.; MOREIRA, C.; MADUREIRA, A.; RESENDE, F.; ABIA, P. G.; WU, X.; JAYAWARNA, N.; ZHANG, Y.; JENKINS, N.; KANELLOS, F.; HATZIARGYRIOU, N.; DUVAUCHELLE, C. *MICROGRIDS - Large Scale Integration of Micro-Generation to Low Voltage Grids (Deliverable DD1: Emergency Strategies and Algorithms)*. [S.l.], 2004.
- [50] LOPES, J. A. P.; MOREIRA, C. L.; MADUREIRA, A. G. Defining Control Strategies for MicroGrids Islanded Operation. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 21, n. 2, p. 916–924, 2006.
- [51] MOREIRA, C. L.; RESENDE, F. O.; LOPES, J. A. P. Using Low Voltage MicroGrids for Service Restoration. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 22, n. 1, p. 395–403, February 2007.
- [52] CAI, N.; MITRA, J. A Decentralized Control Architecture for a Microgrid with Power Electronic Interfaces. In: *North American Power Symposium (NAPS)*. [S.l.: s.n.], 2010.
- [53] BABAZADEH, M.; KARIMI, H. Robust Decentralized Control for Islanded Operation of a Microgrid. In: *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2011.
- [54] COLSON, C.; NEHRIR, M.; GUNDERSON, R. Distributed Multi-Agent Microgrids: A Decentralized Approach to Resilient Power System Self-healing. In: *4th International Symposium on Resilient Control Systems (ISRCs)*. [S.l.: s.n.], 2011.
- [55] COLSON, C.; NEHRIR, M. Agent-based Power Management of Microgrids Including Renewable Energy Power Generation. In: *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2011.
- [56] EDDY, F.; GOOI, H. Multi-Agent System for Optimization of Microgrids. In: *IEEE 8th International Conference on Power*

- Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2374 – 2381.
- [57] GIL, N.; Peças Lopes, J. A. Hierarchical Frequency Control Scheme for Islanded Multi-Microgrids Operation. In: *2007 IEEE Lausanne Power Tech*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 473 – 478.
- [58] LOPES, J. A. P. Advanced MicroGrids as a Component for Active Management of Distribution Networks. In: *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*. [S.l.: s.n.], 2009.
- [59] GUERRERO, J.; VÁSQUEZ, J.; TEODORESCU, R. Hierarchical Control of Droop-controlled DC and AC Microgrids: A General Approach Towards Standardization. In: *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 4305 – 4310.
- [60] GUERRERO, J. M.; VÁSQUEZ, J.; SAVAGHEBI, M.; HOZ, J. de la; MARTIN, H. Hierarchical Control of Power Plants with Microgrid Operation. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2010.
- [61] HOU, C.; HU, X.; HUI, D. Hierarchical Control Techniques Applied in Micro-Grid. In: *International Conference on Power System Technology (POWERCON)*. [S.l.: s.n.], 2010.
- [62] MOHAMED, Y.-R.; RADWAN, A. Hierarchical Control System for Robust Microgrid Operation and Seamless Mode Transfer in Active Distribution Systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 2, n. 2, p. 352 – 362, 2011.
- [63] VANDOORN, T.; ZWAENPOEL, B.; KOONING, J. D.; MEERSMAN, B.; VANDEVELDE, L. Smart Microgrids and Virtual Power Plants in a Hierarchical Control Structure. In: *2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Europe)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1 – 7.
- [64] BIDRAM, A.; DAVOUDI, A. Hierarchical Structure of Microgrids Control System. *IEEE Transactions on Smart Grid*, PP, n. 99, p. 1 – 14, 2012.
- [65] ENGLER, A.; OSIKA, O.; BARNES, M.; JENKINS, N.; ARULAMPALAM, A. *MICROGRIDS - Large Scale Integration of*

- Micro-Generation to Low Voltage Grids (Deliverable DB1: Local Micro Source Controller Strategies and Algorithms)*. [S.l.], 2004.
- [66] ENGLER, A.; OSIKA, O.; BARNES, M.; HATZIARGYRIOU, N. *MICROGRIDS - Large Scale Integration of Micro-Generation to Low Voltage Grids (Deliverable DB2: Evaluation of the Local Controller Strategies)*. [S.l.], 2005.
- [67] BASAK, P.; SAHA, A. K.; CHOWDHURY, S.; CHOWDHURY, S. P. Microgrid: Control Techniques and Modeling. In: *Proceedings in 44th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5.
- [68] RIBEIRO, M. L. *Estratégias de Reposição de Serviço em Micro-Redes*. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto - FEUP, Porto, Portugal, 2010.
- [69] PIAGI, P.; LASSETER, R. H. Autonomous Control of Microgrids. In: *Proceedings in IEEE Power Engineering Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2006.
- [70] LOPES, J. A. P.; MOREIRA, C. L.; MADUREIRA, A. G.; RESENDE, F. O.; WU, X.; JAYAWARNA, N.; ZHANG, Y.; JENKINS, N.; KANELLOS, F.; HATZIARGYRIOU, N. Control Strategies for Microgrids Emergency Operation. In: *Proceedings in International Future Power Systems Conference*. [S.l.: s.n.], 2005.
- [71] LOPES, J. A. P.; MOREIRA, C. L.; MADUREIRA, A. G. Defining Control Strategies for Analysing Microgrids Islanded Operation. In: *Proceedings in IEEE Russia Power Tech*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1–7.
- [72] ENGLER, A.; SOULTANIS, N. Droop Control in LV-Grids. In: *Proceedings in International Future Power Systems Conference*. [S.l.: s.n.], 2005.
- [73] SAO, C.; LEHN, P. Autonomous Load Sharing of Voltage Source Converters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 2, p. 1009 – 1016, 2005.
- [74] SAO, C.; LEHN, P. Control and Power Management of Converter Fed Microgrids. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 23, n. 3, p. 1088 –1098, 2008.

- [75] DE BRABANDERE, K.; BOLSENS, B.; KEYBUS, J. Van den; WOYTE, A.; DRIESEN, J.; BELMANS, R.; LEUVEN, K. A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters. In: *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*. [S.l.: s.n.], 2004.
- [76] VASQUEZ, J.; GUERRERO, J.; LUNA, A.; RODRIGUEZ, P.; TEODORESCU, R. Adaptive Droop Control Applied to Voltage-Source Inverters Operating in Grid-Connected and Islanded Modes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 10, p. 4088 – 4096, 2009.
- [77] JIANG, Z.; YU, X. Active Power-Voltage Control Scheme for Islanding Operation of Inverter-Interfaced Microgrids. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2009.
- [78] LI, Y.; LI, Y. W. Decoupled Power Control for an Inverter Based Low Voltage Microgrid in Autonomous Operation. In: *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*. [S.l.: s.n.], 2009.
- [79] LI, Y.; LI, Y. W. Virtual Frequency-Voltage Frame Control of Inverter Based Low Voltage Microgrid. In: *IEEE Electrical Power Energy Conference (EPEC)*. [S.l.: s.n.], 2009.
- [80] LI, Y.; LI, Y. W. Power Management of Inverter Interfaced Autonomous Microgrid Based on Virtual Frequency-Voltage Frame. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 2, n. 1, p. 30 – 40, 2011.
- [81] GUERRERO, J.; GARCIADDEVICUNA, L.; MATAS, J.; CASTILLA, M.; MIRET, J. Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 4, p. 1126 – 1135, 2005.
- [82] GUERRERO, J.; HANG, L.; UCEDA, J. Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2845 – 2859, 2009.
- [83] YAO, W.; CHEN, M.; MATAS, J.; GUERRERO, J.; QIAN, Z.-M. Design and Analysis of the Droop Control Method for Parallel Inverters Considering the Impact of the Complex Impedance on the Power Sharing. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 2, p. 576 – 588, 2011.

- [84] SAVAGHEBI, M.; JALILIAN, A.; VASQUEZ, J.; GUERRERO, J. Autonomous Voltage Unbalance Compensation in an Islanded Droop-Controlled Microgrid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP, n. 99, p. 1, 2012.
- [85] ROKROK, E.; GOLSHAN, M. Adaptive Voltage Droop Scheme for Voltage Source Converters in an Islanded Multibus Microgrid. *IET Generation, Transmission Distribution*, v. 4, n. 5, p. 562 – 578, 2010.
- [86] TULADHAR, A.; JIN, H.; UNGER, T.; MAUCH, K. Parallel Operation of Single Phase Inverter Modules with no Control Interconnections. In: *IEEE 12th Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 1997.
- [87] TULADHAR, A.; JIN, H.; UNGER, T.; MAUCH, K. Control of Parallel Inverters in Distributed AC Power Systems with Consideration of Line Impedance Effect. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 1, p. 131 –138, 2000.
- [88] BORUP, U.; BLAABJERG, F.; ENJETI, P. Sharing of Nonlinear Load in Parallel-Connected Three-Phase Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 6, p. 1817 –1823, 2001.
- [89] ZHONG, Q. Harmonic Droop Controller to Reduce the Voltage Harmonics of Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP, n. 99, p. 1, 2012.
- [90] ZHANG, Y.; JIA, H. J.; GUO, L. Energy Management Strategy of Islanded Microgrid Based on Power Flow Control. In: *2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*. [S.l.: s.n.], 2012.
- [91] VASQUEZ, J.; GUERRERO, J.; GREGORIO, E.; RODRIGUEZ, P.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Adaptive Droop Control Applied to Distributed Generation Inverters Connected to the Grid. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2008.
- [92] HATZIARGYRIOU, N.; ASANO, H.; IRAVANI, R.; MARNAY, C. Microgrids - An Overview of Ongoing Research, Development, and Demonstration Projects. *IEEE Power & Energy Magazine*, v. 5, n. 4, p. 78–94, 2007.

- [93] European Comission. *European SmartGrids Technology Platform - Vision and Strategy for Europe's Electricity Networks of the Future*. [S.l.], 2006.
- [94] KYTHNOS Microgrid. May 2012. Disponível em: <<http://www.microgrids.eu/index.php?page=kythnos&id=2>>.
- [95] LASSETER, R. H. *CERTS Microgrid Laboratory Test Bed*. [S.l.], 2009.
- [96] MARNAY, C.; ZHOU, N. *Status of Overseas Microgrid Programs: Microgrid Research Activities in the U.S.* [S.l.], 2008.
- [97] TAO, L.; SCHWAEGERL, C.; NARAYANAN, S.; ZHANG, J. H. From Laboratory Microgrid to Real Markets: Challenges and Opportunities. In: *IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 264–271.
- [98] KUNDUR, P. *Power System Stability and Control*. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 1994. (The EPRI Power System Engineering Series). ISBN 9780070635159.
- [99] KATIRAEI, F. *Dynamic Analysis and Control of Distributed Energy Resources in a Micro-Grid*. Tese (Doutorado) — University of Toronto, Toronto, Canadá, 2005.
- [100] POGAKU, N.; PRODANOVIC, M.; GREEN, T. C. Inverter-Based Microgrids: Small-Signal Modelling and Testing. In: *Proc. 3rd IET Int Power Electronics, Machines and Drives Conf.* [S.l.: s.n.], 2006. p. 499–504.
- [101] POGAKU, N.; PRODANOVIC, M.; GREEN, T. C. Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 613–625, 2007.
- [102] KATIRAEI, F.; IRAVANI, M. R.; LEHN, P. W. Small-Signal Dynamic Model of a Micro-Grid Including Conventional and Electronically Interfaced Distributed Resources. *IET Generation, Transmission & Distribution*, v. 1, n. 3, p. 369–378, 2007.
- [103] WANG, X. *Investigation of Positive Feedback Anti-Islanding Scheme for Inverter-Based Distributed Generation*. Tese (Doutorado) — University of Alberta, Alberta, Canadá, 2008.

- [104] VENKATARAMANAN, G.; ILLINDALA, M. Small Signal Dynamics of Inverter Interfaced Distributed Generation in a Chain-Microgrid. In: *Proceedings in IEEE Power Engineering Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–6.
- [105] MAJUMDER, R. *Modeling, Stability Analysis and Control of Microgrids*. Tese (Doutorado) — Queensland University of Technology, Queensland, Austrália, 2010.
- [106] PARNIANI, M.; IRAVANI, M. R. Computer analysis of small-signal stability of power systems including network dynamics. *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, v. 142, n. 6, p. 613–617, 1995.
- [107] RESE, L.; SIMÕES COSTA, A.; SILVA, A. S. Small-Signal Modeling and Analysis of Microgrids Including Network and VSI Dynamics. In: *Accepted for presentation at 2012 IEEE PES General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2012.
- [108] VLACH, J.; SINGHAL, K. *Computer Methods for Circuit Analysis and Design*. [S.l.]: VNR Company, 1983.
- [109] IOINOVICI, A. *Computer-Aided Analysis of Active Circuits*. [S.l.]: Marcell Dekker, Inc, 1990.
- [110] ANDERSON, P. M.; AGRAWAL, B. M.; NESS, J. E. V. *Subsynchronous Resonance in Power Systems*. [S.l.]: IEEE Press, 1989.
- [111] DEO, N. *Graph Theory With Applications to Engineering and Computer Science*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1974.
- [112] STAGG, G. W.; EL-ABIAD, A. H. *Computer Methods in Power System Analysis*. Tóquio, Japão: McGraw-Hill Kogakusha, 1968. 427 p.
- [113] DELALEAU, E.; RESPONDEK, W. Removing Input Derivatives and Lowering their Orders in Generalized State-Space Representations. In: *Proceedings of the 31st IEEE Conference on Decision and Control*. [S.l.: s.n.], 1992. v. 4, p. 3663–3668.
- [114] KAROUI, K.; CHUVYCHIN, V.; SAUHATS, A.; SAMUELS-SON, O.; BOLLEN, M. H. J.; HATZIARGYRIOU, N.; SOULTANIS, N. Analysis and Modeling Challenges Induced by a Growing Penetration of Inverter-Interfaced DER. In: *Proc. IEEE Power Engineering Society General Meeting*. [S.l.: s.n.], 2006.

- [115] RESENDE, F. de O. *Contributions for MicroGrids Dynamic Modelling and Operation*. Tese (Doutorado) — Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto - FEUP, Porto, Portugal, 2007.
- [116] RESE, L.; SIMÕES COSTA, A.; SILVA, A. S. Enhanced Modeling and Control of VSIs in Microgrids Operating in Grid-Connected Mode. *Proceedings of the IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference*, 2012.
- [117] PAPAVALILIOU, A.; PAPATHANASSIOU, S. A.; MANIAS, S. N.; DEMETRIADIS, G. Current Control of a Voltage Source Inverter Connected to the Grid via LCL Filter. In: *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC 2007*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2379–2384.
- [118] YANG, S.; LEI, Q.; PENG, F. Z.; QIAN, Z. A Robust Control Scheme for Grid-Connected Voltage-Source Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 1, p. 202–212, 2011.
- [119] TSE, C. K.; BERNARDO, M. D. Complex Behavior in Switching Power Converters. *Proceedings of the IEEE*, v. 90, n. 5, p. 768–781, 2002.
- [120] MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages. In: *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1976. p. 73–86.
- [121] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. ed. [S.l.]: Kluwer Academics, 2001.
- [122] ABDEL-RAHIM, N.; QUAICOE, J. Modeling and Analysis of a Feedback Control Strategy for Three-Phase Voltage-Source Utility Interface Systems. In: *Conference Record of the 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1994. v. 2, p. 895–902.
- [123] KROUTIKOVA, N.; HERNANDEZ-ARAMBURO, C.; GREEN, T. State-Space Model of Grid-Connected Inverters Under Current Control Mode. *IET Electric Power Applications*, v. 1, n. 3, p. 329–338, May 2007.
- [124] MOLINA, M.; SANCHEZ, A.; LEDE, A. Dynamic Modeling of Wind Farms with Variable-Speed Direct-Driven PMSG Wind

- Turbines. In: *2010 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 816–823.
- [125] BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; TIMBUS, A. V. Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, 2006.
- [126] MONTICELLI, A. J. *Fluxo de Carga em Redes de Energia Elétrica*. São Paulo: Editora Edgard Blücher LTDA., 1983.
- [127] BLAABJERG, F.; CHEN, Z. *Power Electronics for Modern Wind Turbines*. San Rafael, Califórnia: Morgan and Claypool Publishers, 2006.
- [128] HORNIK, T. *Power Quality in Microgrids*. Tese (Doutorado) — University of Liverpool, Liverpool, Inglaterra, 2010.
- [129] TIMBUS, A.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. Linear and Nonlinear Control of Distributed Power Generation Systems. In: *IEEE 41st IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*. [S.l.: s.n.], 2006.
- [130] MOHAN, N. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Hoboken, NJ: John Wiley and Sons, 2003.
- [131] KLESSER, H.; HAAN, S. de; WOULDSTRA, J. Analysis of a Controllable LC-filter for Compensation of Specific Harmonics. In: *1998 International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth*. [S.l.: s.n.], 1998.
- [132] KHATOUNIAN, F.; MONMASSON, E.; BERTHEREAU, F.; DELALEAU, E.; LOUIS, J. Control of a Doubly Fed Induction Generator for Aircraft Application. In: *The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON '03)*. [S.l.: s.n.], 2003.
- [133] KHATOUNIAN, F.; MONMASSON, E.; BERTHEREAU, F.; LOUIS, J. Design of an Output LC Filter for a Doubly Fed Induction Generator Supplying Non-linear Loads for Aircraft Applications. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2004.

- [134] LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, 2005.
- [135] AHMED, K.; FINNEY, S.; WILLIAMS, B. Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation. In: *Compatibility in Power Electronics (CPE '07)*. [S.l.: s.n.], 2007.
- [136] ARAUJO, S.; ENGLER, A.; SAHAN, B.; ANTUNES, F. LCL Filter Design for Grid-Connected NPC Inverters in Offshore Wind Turbines. In: *7th International Conference on Power Electronics (ICPE '07)*. [S.l.: s.n.], 2007.
- [137] IRWIN, J. D. *The Industrial Electronics Handbook*. 2. ed. [S.l.]: CRC Press, 1996.
- [138] WU, B. *High-Power Converters and AC Drives*. Hoboken, NJ: John Wiley and Sons, 2006.
- [139] TWINING, E.; HOLMES, D. Grid Current Regulation of a Three-Phase Voltage Source Inverter with an LCL Input Filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 888 – 895, 2003.
- [140] BLASKO, V.; KAURA, V. A Novel Control to Actively Damp Resonance in Input LC filter of a Three-Phase Voltage Source Converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 2, p. 542 – 550, 1997.
- [141] LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A.; BLAABJERG, F. Genetic Algorithm-Based Design of the Active Damping for an LCL-Filter Three-Phase Active Rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 1, p. 76 – 86, 2004.
- [142] LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Stability of Photovoltaic and Wind Turbine Grid-Connected Inverters for a Large Set of Grid Impedance Values. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 1, p. 263 – 272, 2006.
- [143] MALINOWSKI, M.; BERNET, S. A Simple Voltage Sensorless Active Damping Scheme for Three-Phase PWM Converters With an LCL Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 4, p. 1876 – 1880, 2008.

- [144] BIERHOFF, M.; FUCHS, F. Active Damping for Three-Phase PWM Rectifiers With High-Order Line-Side Filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 371–379, 2009.
- [145] RODRIGUEZ, P.; TEODORESCU, R.; CANDELA, I.; TIMBUS, A.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F. New Positive-Sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. In: *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '06)*. [S.l.: s.n.], 2006.
- [146] TIMBUS, A.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M. Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems: An Overview and Evaluation. In: *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC '05)*. [S.l.: s.n.], 2005.
- [147] CHUNG, S.-K. Phase-Locked Loop for Grid-Connected Three-Phase Power Conversion Systems. *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, v. 147, n. 3, p. 213–219, 2000.
- [148] TIMBUS, A.; TEODORESCU, T.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. PLL Algorithm for Power Generation Systems Robust to Grid Voltage Faults. In: *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '06)*. [S.l.: s.n.], 2006.
- [149] TIMBUS, A.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A. Independent Synchronization and Control of Three Phase Grid Converters. In: *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2006)*. [S.l.: s.n.], 2006.
- [150] RODRIGUEZ, P.; POU, J.; BERGAS, J.; CANDELA, J.; BURGOS, R.; BOROYEVICH, D. Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 584–592, 2007.
- [151] RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CANDELA, I.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Grid Synchronization of Power Converters Using Multiple Second Order Generalized Integrators. In: *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON 2008)*. [S.l.: s.n.], 2008.

- [152] ZMOOD, D.; HOLMES, D. Improved Voltage Regulation for Current-Source Inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 4, p. 1028 –1036, 2001.
- [153] KO, S.-H.; LEE, S.; DEHBONEI, H.; NAYAR, C. Application of Voltage- and Current-Controlled Voltage Source Inverters for Distributed Generation Systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 3, p. 782 –792, 2006.
- [154] LI, Y. W. Control and Resonance Damping of Voltage-Source and Current-Source Converters With LC Filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 5, p. 1511 –1521, 2009.
- [155] ALEPUZ, S.; BUSQUETS-MONGE, S.; BORDONAU, J.; MARTINEZ-VELASCO, J.; SILVA, C.; PONTT, J.; RODRIGUEZ, J. Control Strategies Based on Symmetrical Components for Grid-Connected Converters Under Voltage Dips. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 2162 –2173, 2009.
- [156] KAZMIERKOWSKI, M. P.; KRISHNAN, R.; BLAABJERG, F. *Control in Power Electronics*. [S.l.]: Elsevier Science, 2002.
- [157] ALDABAS, E.; ROMERAL, L.; ARIAS, A.; JAYNE, M. Software-Based Digital Hysteresis-Band Current Controller. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, v. 153, n. 2, p. 184 – 190, 2006.
- [158] KRISMADINATA; RAHIM, N.; SELVARAJ, J. Implementation of Hysteresis Current Control for Single-Phase Grid Connected Inverter. In: *7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS '07)*. [S.l.: s.n.], 2007.
- [159] GEORGE, V.; MISHRA, M. Design and Analysis of User-Defined Constant Switching Frequency Current-Control-Based Four-Leg DSTATCOM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 9, p. 2148 –2158, 2009.
- [160] KAWABATA, T.; MIYASHITA, T.; YAMAMOTO, Y. Dead Beat Control of Three Phase PWM Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 5, n. 1, p. 21 –28, 1990.
- [161] KAWABATA, T.; MIYASHITA, T.; YAMAMOTO, Y. Digital Control of Three-Phase PWM Inverter with LC Filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 6, n. 1, p. 62 –72, 1991.

- [162] HABETLER, T. A Space Vector-Based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 8, n. 1, p. 30 –36, 1993.
- [163] LINDGREN, M. Analysis and Simulation of Digitally-Controlled Grid-Connected PWM-Converters Using the Space-Vector Average Approximation. In: *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 1996.
- [164] HOLMES, D.; MARTIN, D. Implementation of a Direct Digital Predictive Current Controller for Single and Three Phase Voltage Source Inverters. In: *IEEE 31st Industry Applications Conference (IAS '96)*. [S.l.: s.n.], 1996.
- [165] LINDGREN, M.; SVENSSON, J. Control of a Voltage-Source Converter Connected to the Grid Through an LCL-Filter - Application to Active Filtering. In: *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '98)*. [S.l.: s.n.], 1998.
- [166] BUSO, S.; FASOLO, S.; MATTAVELLI, P. Uninterruptible Power Supply Multiloop Control Employing Digital Predictive Voltage and Current Regulators. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, v. 37, n. 6, p. 1846 –1854, 2001.
- [167] KOJABADI, H.; YU, B.; GADOORA, I.; CHANG, L.; GHRIBI, M. A Novel DSP-Based Current-Controlled PWM Strategy for Single Phase Grid Connected Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 4, p. 985 – 993, 2006.
- [168] WU, E.; LEHN, P. Digital Current Control of a Voltage Source Converter With Active Damping of LCL Resonance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 5, p. 1364 –1373, 2006.
- [169] MOHAMED, Y.-R.; EL-SAADANY, E. An Improved Deadbeat Current Control Scheme With a Novel Adaptive Self-Tuning Load Model for a Three-Phase PWM Voltage-Source Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 2, p. 747 –759, 2007.
- [170] MOHAMED, Y.-R.; EL-SAADANY, E. A Control Scheme for PWM Voltage-Source Distributed-Generation Inverters for Fast Load-Voltage Regulation and Effective Mitigation of Unbalanced Voltage Disturbances. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 5, p. 2072 – 2084, 2008.

- [171] ZENG, Q.; CHANG, L. An Advanced SVPWM-Based Predictive Current Controller for Three-Phase Inverters in Distributed Generation Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 3, p. 1235 –1246, 2008.
- [172] MORENO, J.; HUERTA, J.; GIL, R.; GONZALEZ, S. A Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1993 –2004, 2009.
- [173] ZMOOD, D.; HOLMES, D.; BODE, G. Frequency-Domain Analysis of Three-Phase Linear Current Regulators . *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 2, p. 601 –610, 2001.
- [174] SERA, D.; KERESKES, T.; LUNGEANU, M.; NAKHOST, P.; TEODORESCU, R.; ANDERSEN, G.; LISERRE, M. Low-Cost Digital Implementation of Proportional-Resonant Current Controllers for PV Inverter Applications using Delta Operator. In: *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2005)*. [S.l.: s.n.], 2005.
- [175] TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; LISERRE, M.; LOH, P. Proportional-Resonant Controllers and Filters for Grid-Connected Voltage-Source Converters. *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, v. 153, n. 5, p. 750 –762, 2006.
- [176] TIMBUS, A.; CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Adaptive Resonant Controller for Grid-Connected Converters in Distributed Power Generation Systems. In: *21st Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '06)*. [S.l.: s.n.], 2006.
- [177] TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Flexible Control of Small Wind Turbines with Grid Failure Detection Operating in Stand-Alone and Grid-Connected Mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 5, p. 1323 – 1332, 2004.
- [178] TIMBUS, A.; LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; RODRIGUEZ, P.; BLAABJERG, F. Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 3, p. 654 –664, 2009.
- [179] ABDEL-RAHIM, N.; QUAICOE, J. Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase

- Voltage-Source UPS Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 11, n. 4, p. 532 – 541, 1996.
- [180] LEI, Q.; YANG, S.; PENG, F. Multi-Loop Control Algorithms for Seamless Transition of Grid-Connected Inverter. In: *25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2010.
- [181] LEI, Q.; YANG, S.; PENG, F. High-Performance and Cost-Effective Multiple Feedback Control Strategy for Standalone Operation of Grid-Connected Inverter. In: *25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2010.
- [182] WEISS, G.; ZHONG, Q.-C.; GREEN, T.; LIANG, J. H^∞ Repetitive Control of DC-AC Converters in Microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 1, p. 219 – 230, 2004.
- [183] KHAJEHODDIN, S.; KARIMI-GHARTEMANI, M.; JAIN, P.; BAKHSHAI, A. A Control Design Approach for Three-Phase Grid-Connected Renewable Energy Resources. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 2, n. 4, p. 423 – 432, 2011.
- [184] KAZMIERKOWSKI, M.; MALESANI, L. Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 691 – 703, 1998.
- [185] ZENG, Q.; CHANG, L. Study of Advanced Current Control Strategies for Three-Phase Grid-Connected PWM Inverters for Distributed Generation. In: *IEEE Conference on Control Applications (CCA 2005)*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 1311 – 1316.
- [186] LOH, P. C.; HOLMES, D. Analysis of Multiloop Control Strategies for LC/CL/LCL-Filtered Voltage-Source and Current-Source Inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 2, p. 644 – 654, 2005.
- [187] CHEN, C.-T. *Linear System Theory and Design*. 2. ed. [S.l.]: HRW, 1984. (Electrical and Computer Engineering).
- [188] FRANKLIN, G.; POWELL, J.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. 4a. ed. Upper Saddle River, NJ, EUA: Prentice Hall, 2001.

- [189] SAUER, P. W.; PAI, M. A. *Power System Dynamics and Stability*. Upper Saddle River, NJ, EUA: Prentice-Hall, 1998.
- [190] Manitoba HVDC Research Center. *PSCAD User's Guide*. Manitoba, Canadá, 2010.
- [191] USKI, S.; LEMSTROM, B.; KIVILUOMA, J.; RISSANEN, S.; ANTIKAINEN, P. Adjoint Wind Turbine Modeling with ADAMS, Simulink and PSCAD/EMTDC. In: *Nordic Wind Power Conference*. [S.l.: s.n.], 2004.
- [192] Manitoba HVDC Research Center. *EMTDC User's Guide*. Manitoba, Canadá, 2010.
- [193] WATSON, N.; ARRILLAGA, J. *Power Systems Electromagnetic Transients Simulation*. Londres, Reino Unido: The Institution of Engineering and Technology (IET), 2007. 421 p. (IEE Power and Energy Series).
- [194] GOLE, A. M.; DEMCHENKO, P.; KELL, D.; IRWIN, G. D. Integrating Electromagnetic Transient Simulation with Other Design Tools. In: *International Conference on Power Systems Transients (IPST '2001)*. Rio de Janeiro, RJ, Brasil: [s.n.], 2001.
- [195] FARUQUE, M.; ZHANG, Y.; DINAHAHI, V. Detailed Modeling of CIGRÉ HVDC Benchmark System using PSCAD/EMTDC and PSB/SIMULINK. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 1, p. 378 – 387, 2006.
- [196] FILIZADEH, S.; HEIDARI, M.; MEHRIZI-SANI, A.; JATSKEVICH, J.; MARTINEZ, J. Techniques for Interfacing Electromagnetic Transient Simulation Programs With General Mathematical Tools (IEEE Taskforce on Interfacing Techniques for Simulation Tools). *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 23, n. 4, p. 2610 – 2622, 2008.
- [197] SUN, Y.; HANG, N.-S.; SUN, Z.-Y. Power Flow Calculation Method for Islanded Power Network. In: *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC '09)*. [S.l.: s.n.], 2009.
- [198] OKAMURA, M.; O-URA, Y.; HAYASHI, S.; UEMURA, K.; ISHIGURO, F. A New Power Flow Model and Solution Method Including Load and Generator Characteristics and Effects of System Control Devices. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 94, n. 3, p. 1042 – 1050, Maio 1975.

- [199] CALOVIC, M. S.; STREZOSKI, V. C. Calculation of Steady-state Load Flows Incorporating System Control Effects and Consumer Self-regulation Characteristics. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, v. 3, n. 2, p. 65 – 74, 1981.
- [200] POPOVIC, D. P. Efficient Decoupled Procedure for Solving the Load-flow Problems During Long-term Dynamic Processes in Power Systems. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, v. 9, n. 3, p. 173 – 179, 1987.
- [201] POPOVIC, D. P. An Efficient Methodology for Steady-state Security Assessment of Power Systems. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, v. 10, n. 2, p. 110 – 116, 1988.
- [202] POPOVIC, D. P. An Efficient Unified Methodology for Steady-state and Dynamic Security Assessment of Power Systems. *Electric Power Systems Research*, v. 17, n. 3, p. 179 – 188, 1989.
- [203] POPOVIC, D. P.; MIJAILOVIC, S. V. An Efficient Methodology for the Analysis of Primary Frequency Control of Electric Power Systems. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, v. 22, n. 5, p. 331 – 341, 2000.
- [204] ZIMMERMAN, R. D. *AC Power Flows, Generalized OPF Costs and their Derivatives using Complex Matrix Notation*. [S.l.], 2011.

APÊNDICE A - CÁLCULO DAS CONDIÇÕES INICIAIS DO MODELO DO VSI

O cálculo das condições iniciais do modelo do VSI é realizado a partir da análise do circuito equivalente do VSI apresentado na Figura A.1.

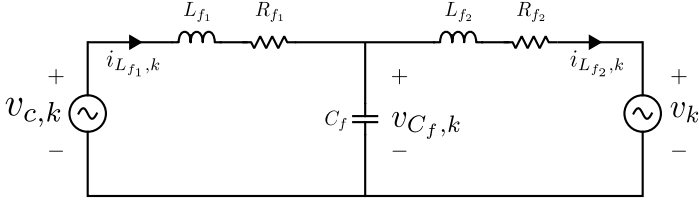


Figura A.1 – Circuito Elétrico Equivalente do VSI

A.1 CONDIÇÕES INICIAIS DO VETOR DE ESTADOS

O cálculo das condições iniciais de corrente de eixo direto e em quadratura de saída do VSI é realizado a partir do resultado do fluxo de potência, ou seja, são conhecidas as injeções de potência ativa (P_k) e reativa (Q_k) e a tensão complexa na barra k e a partir desses valores é possível calcular $\mathbf{i}_{L_{f2}}^{0,dq,g}$, conforme segue:

1. Cálculo das tensões de eixo direto e em quadratura no ponto de conexão com a rede:

Conforme já mencionado anteriormente, o sistema de referência dq global coincide com o sistema de referência *real-imaginário* utilizado no problema de fluxo de potência. Portanto, o cálculo das tensões de eixo direto e em quadratura (em unidades físicas) é dado por:

$$v_k^{d,g} = V_{p,k} \cos \delta_k \quad (\text{A.1})$$

$$v_k^{q,g} = V_{p,k} \sin \delta_k \quad (\text{A.2})$$

onde:

$$V_{p,k} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_k^{base} \cdot V_k^{pu} \quad (\text{A.3})$$

2. Cálculo das correntes de eixo direto e em quadratura na saída do VSI:

A relação entre tensões e injeções de corrente de eixo direto e em quadratura com as injeções de potência ativa e reativa na barra k

são dadas por:

$$P_k = \frac{3}{2} \left(v_k^{d,g} i_{L_{f_2},k}^{d,g} + v_k^{q,g} i_{L_{f_2},k}^{q,g} \right) \quad (\text{A.4})$$

$$Q_k = \frac{3}{2} \left(-v_k^{d,g} i_{L_{f_2},k}^{q,g} + v_k^{q,g} i_{L_{f_2},k}^{d,g} \right) \quad (\text{A.5})$$

A próxima etapa para o cálculo das condições iniciais da corrente de saída do VSI é isolar a variável $i_{L_{f_2}}^{d,g}$, em (A.5), conforme segue:

$$\boxed{i_{L_{f_2},k}^{d,g} = \frac{1}{v_k^{q,g}} \left(\frac{2}{3} Q_k + v_k^{d,g} i_{L_{f_2},k}^{q,g} \right)} \quad (\text{A.6})$$

Substituindo (A.6) em (A.4), tem-se:

$$\frac{2}{3} P_k = \frac{v_k^{d,g}}{v_k^{q,g}} \left(\frac{2}{3} Q_k + v_k^{d,g} i_{L_{f_2},k}^{q,g} \right) + v_k^{q,g} i_{L_{f_2},k}^{q,g}$$

$$\frac{2}{3} P_k = \frac{2}{3} \frac{v_k^{d,g}}{v_k^{q,g}} Q_k + \left(\frac{(v_k^{d,g})^2}{v_k^{q,g}} + v_k^{q,g} \right) i_{L_{f_2},k}^{q,g}$$

$$\boxed{i_{L_{f_2},k}^{q,g} = \frac{2}{3} \left(\frac{v_k^{q,g}}{(v_k^{d,g})^2 + (v_k^{q,g})^2} \right) \left(P_k - Q_k \frac{v_k^{d,g}}{v_k^{q,g}} \right)} \quad (\text{A.7})$$

Após o cálculo de $i_{L_{f_2},k}^{q,g}$ a partir de (A.7), substitui-se esse valor em (A.6) e se obtém o valor de $i_{L_{f_2},k}^{d,g}$.

3. Cálculo das tensões de eixo direto e em quadratura no capacitor ($\mathbf{v}_{C_f}^{dq,g}$):

Analisando o circuito equivalente do VSI apresentado na Figura A.1 é possível perceber claramente que a tensão no capacitor é equivalente à soma da queda de tensão sobre o ramo RL_{f_2} com a tensão no ponto de conexão com a rede (v_k). Em termos de componentes de eixo direto e em quadratura, tem-se:

$$\boxed{v_{C_f,k}^{d,g} = v_k^{d,g} + R_{f_2} i_{L_{f_2},k}^{d,g} - \omega_0 L_{f_2} i_{L_{f_2},k}^{q,g}} \quad (\text{A.8})$$

$$v_{C_f,k}^{q,g} = v_k^{q,g} + R_{f_2} i_{L_{f_2},k}^{q,g} + \omega_0 L_{f_2} i_{L_{f_2},k}^{d,g} \quad (\text{A.9})$$

4. Cálculo das correntes de eixo direto e em quadratura no lado do inversor ($i_{L_{f_1}}$):

Analisando o circuito equivalente do VSI apresentado na Figura A.1 chega-se à conclusão de que a corrente $i_{L_{f_1}}$ é igual à soma da corrente de saída do inversor com a corrente que circula pelo capacitor. Nesse caso, deve-se primeiramente calcular as componentes de eixo direto e em quadratura da corrente do capacitor, conforme segue:

$$i_{C_f}^{d,g} = -\omega_0 C_f v_{C_f}^{q,g} \quad (\text{A.10})$$

$$i_{C_f}^{q,g} = \omega_0 C_f v_{C_f}^{d,g} \quad (\text{A.11})$$

Após o cálculo de $i_{C_f}^{d,g}$ e $i_{C_f}^{q,g}$ pode-se calcular as componentes de eixo direto e em quadratura das correntes do lado do inversor, conforme segue:

$$i_{L_{f_1},k}^{d,g} = i_{C_f}^{d,g} + i_{L_{f_2},k}^{d,g} \quad (\text{A.12})$$

$$i_{L_{f_1},k}^{q,g} = i_{C_f}^{q,g} + i_{L_{f_2},k}^{q,g} \quad (\text{A.13})$$

Portanto, o vetor de condições iniciais dos estados $\mathbf{x}_k^{0,g}$ é definido como:

$$\mathbf{x}_k^{0,g} = \begin{bmatrix} v_{C_f,k}^{0,d,g} & v_{C_f,k}^{0,q,g} & i_{L_{f_1},k}^{0,d,g} & i_{L_{f_1},k}^{0,q,g} & i_{L_{f_2},k}^{0,d,g} & i_{L_{f_2},k}^{0,q,g} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.14})$$

A.2 CONDIÇÕES INICIAIS DO VETOR DE ENTRADAS

As condições iniciais para o vetor de entradas $\mathbf{u}_k^{0,g}$ correspondem às componentes de eixo direto e em quadratura da tensão no ponto de conexão do VSI com a rede. Esses valores são dados pelas Eqs. A.1 e A.2 e, portanto, as condições iniciais do vetor de entradas são dadas por:

$$\mathbf{u}_k^{0,g} = \begin{bmatrix} v_k^{0,d,g} & v_k^{0,q,g} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.15})$$

A.3 CONDIÇÕES INICIAIS DO VETOR DE ENTRADAS DE CONTROLE

As condições iniciais para o vetor de entradas de controle $\mathbf{u}_{c,k}^{0,g}$ correspondem às componentes de eixo direto e em quadratura da tensão atrás do ramo RL_{f_1} representado no circuito equivalente da Figura A.1. O cálculo dessa condição é direto, uma vez que os valores de $v_{C_f,k}$ e $i_{L_{f_1},k}$ já foram calculados previamente. Dessa forma, os valores de $v_{c,k}^{0,d,g}$ e $v_{c,k}^{0,q,g}$ são dados por:

$$v_{c,k}^{0,d,g} = v_{C_f,k}^{0,d,g} + R_{f_1} i_{L_{f_1},k}^{0,d,g} - \omega_0 L_{f_1} i_{L_{f_1},k}^{0,q,g} \quad (\text{A.16})$$

$$v_{c,k}^{0,q,g} = v_{C_f,k}^{0,q,g} + R_{f_1} i_{L_{f_1},k}^{0,q,g} + \omega_0 L_{f_1} i_{L_{f_1},k}^{0,d,g} \quad (\text{A.17})$$

e, portanto, as condições iniciais para o vetor de entradas de controle $\mathbf{u}_{c,k}^{0,g}$ são dadas por:

$$\mathbf{u}_{c,k}^{0,g} = \begin{bmatrix} v_{c,k}^{0,d,g} & v_{c,k}^{0,q,g} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.18})$$

APÊNDICE B - EQUIVALÊNCIA DAS REFERÊNCIAS DOS CONTROLADORES EM COORDENADAS LOCAIS E GLOBAIS

Neste apêndice é apresentada a demonstração da equivalência dos valores de injeção de potência ativa e reativa em coordenadas locais e globais, obtidos a partir das componentes de eixo direto e em quadratura da tensão e injeção de corrente no ponto de conexão do VSI com a rede.

Primeiramente, expressa-se as componentes de eixo direto e em quadratura em coordenadas globais da tensão e da injeção de corrente no ponto de conexão do VSI com a rede conforme segue:

$$\begin{cases} v_d^g = \cos \delta v_d^l - \sin \delta v_q^l \\ v_q^g = \sin \delta v_d^l + \cos \delta v_q^l \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

$$\begin{cases} i_d^g = \cos \delta i_d^l - \sin \delta i_q^l \\ i_q^g = \sin \delta i_d^l + \cos \delta i_q^l \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

A expressão da injeção de potência ativa na barra k , em coordenadas locais, é dada por:

$$P^l = \frac{3}{2} (v_d^l i_d^l + v_q^l i_q^l) \quad (\text{B.3})$$

Em coordenadas globais, a expressão da injeção de potência ativa na barra k é dada por:

$$P^g = \frac{3}{2} (v_k^{d,g} i_d^g + v_k^{q,g} i_q^g) \quad (\text{B.4})$$

Substituindo (B.1) e (B.2) em (B.4) é possível provar a equivalência de P^l e P^g , conforme segue:

$$\begin{aligned} P^g &= \frac{3}{2} [(\cos \delta v_d^l - \sin \delta v_q^l) (\cos \delta i_d^l - \sin \delta i_q^l) \\ &\quad + (\sin \delta v_d^l + \cos \delta v_q^l) (\sin \delta i_d^l + \cos \delta i_q^l)] \\ P^g &= \frac{3}{2} [(\cos^2 \delta v_d^l i_d^l - \cos \delta \sin \delta v_d^l i_q^l - \cos \delta \sin \delta v_q^l i_d^l + \sin^2 \delta v_q^l i_q^l) + \\ &\quad (\sin^2 \delta v_d^l i_d^l + \cos \delta \sin \delta v_d^l i_q^l + \cos \delta \sin \delta v_q^l i_d^l + \cos^2 \delta v_q^l i_q^l)] \\ \boxed{P^g} &= \frac{3}{2} [(\cos^2 \delta + \sin^2 \delta) v_d^l i_d^l + (\cos^2 \delta + \sin^2 \delta) v_q^l i_q^l] = P^l \end{aligned}$$

A expressão da injeção de potência reativa na barra k , em coor-

denadas locais, é dada por:

$$Q^l = \frac{3}{2} (-v_d^l i_q^l + v_q^l i_d^l) \quad (\text{B.5})$$

Em coordenadas globais, a expressão da injeção de potência reativa na barra k é dada por:

$$Q_k^g = \frac{3}{2} \left(-v_k^{d,g} i_q^g + v_k^{q,g} i_d^g \right) \quad (\text{B.6})$$

Substituindo (B.1) e (B.2) em (B.6) é possível provar a equivalência de Q^l e Q_k^g , conforme segue:

$$Q_k^g = \frac{3}{2} \left[(-\cos \delta v_d^l + \sin \delta v_q^l) (\sin \delta i_d^l + \cos \delta i_q^l) \right. \\ \left. + (\sin \delta v_d^l + \cos \delta v_q^l) (\cos \delta i_d^l - \sin \delta i_q^l) \right]$$

$$Q^g = \frac{3}{2} \left[(-\cos \delta \sin \delta v_d^l i_d^l - \cos^2 \delta v_d^l i_q^l + \sin^2 \delta v_q^l i_d^l \cos \delta \sin \delta v_q^l i_q^l) \right. \\ \left. (\cos \delta \sin \delta v_d^l i_d^l - \sin^2 \delta v_d^l i_q^l + \cos^2 \delta v_q^l i_d^l - \cos \delta \sin \delta v_q^l i_q^l) \right]$$

$$Q^g = \frac{3}{2} \left[-(\cos^2 \delta + \sin^2 \delta) v_d^l i_q^l + (\cos^2 \delta + \sin^2 \delta) v_q^l i_d^l \right] = Q^l$$

APÊNDICE C - DADOS DO SISTEMA-TESTE

Tabela 20 – Dados das linhas

De	Para	Comprimento [m]	Tipo de Condutor	Tensão Nominal [V]	Impedância [Ω]	Impedância [p.u.]
2	3	68,58	AWG 2	480	$0,069686 + j0,065480$	$0,030246 + j0,028420$
2	6	68,58	AWG 2/0	480	$0,036831 + j0,065901$	$0,015986 + j0,028603$
6	7	22,86	AWG 2	480	$0,023229 + j0,021827$	$0,010082 + j0,009473$
4	5	68,58	AWG 2	480	$0,069686 + j0,065480$	$0,030246 + j0,028420$
7	8	68,58	AWG 2	480	$0,069686 + j0,065480$	$0,030246 + j0,028420$

Tabela 21 – Dados dos transformadores

De	Para	V_{nom} [V]	S_{nom} [kVA]	Reatância [%]
1	2	480/480	500,00	5,00
2	4	480/480	112,50	1,00

Tabela 22 – Dados das cargas

Nome	Barra	P_d [kW]	Q_d [kvar]	Fator de Potência
LD3	3	40,00	0,00	1,00
LD5	5	40,00	10,00	0,97
LD5	6	60,00	20,00	0,95
LD5	8	40,00	10,00	0,97

Tabela 23 – Dados dos VSIs

Parâmetro	VSI 2	VSI 4	VSI 7
Potência nominal [kVA]	150,00	30,00	50,00
Frequência de chaveamento [kHz]	2,00	2,50	2,50
Tensão do barramento CC [V]	800,00	600,00	800,00
Tensão nominal de saída [V]	480,00	480,00	480,00
L_{f_1} [mH]	5,543	8,314	6,651
R_{f_1} [Ω]	0,1045	0,1567	0,1254
L_{f_2} [mH]	2,217	3,326	2,660
R_{f_2} [Ω]	0,0418	0,0627	0,0501
C_f [μ F]	17,2694	3,4539	5,7565
Constante de tempo do filtro T_f [ms]	0,50	0,50	0,50

APÊNDICE D - FLUXO DE POTÊNCIA MODIFICADO

Uma microrrede pode operar em dois modos: (i) modo interligado; (ii) modo isolado. Em modo interligado, as microfones são controladas de forma a manter injeção de potência ativa e reativa constantes, funcionando então como barras PQ. Nesse modo de operação, o desbalanço entre carga e geração é suprido pela rede principal, a qual pode ser modelada como uma barra de folga. A solução do fluxo de potência para o modo de operação interligada pode ser obtida com a utilização de um algoritmo de fluxo de potência convencional tal qual o apresentado em [126].

Em modo isolado, os algoritmos de fluxo de potência convencional não refletem o comportamento da microrrede, uma vez que não há mais a figura da barra de folga. Dessa forma, deve-se desenvolver uma nova formulação do fluxo de potência que permita a representação das características em regime permanente dos controladores das microfones [197]. Esse problema de fluxo de potência é bastante similar a algumas aplicações na área de análise de segurança de sistemas de potência em regime permanente. Algumas propostas para a formulação desse problema de fluxo de potência podem ser encontradas em [198–203].

As equações de balanço de potência ativa e reativa em cada barra do sistema são dadas, respectivamente, por:

$$\Delta P_k = P_{g_k} - P_{d_k} - P_k(V, \delta) \quad (\text{D.1})$$

$$\Delta Q_k = Q_{g_k} - Q_{d_k} - Q_k(V, \delta) \quad (\text{D.2})$$

As expressões matemáticas para as injeções de potência ativa e reativa baseada nas características de *droop* são dadas, respectivamente, por:

$$P_{g_k} = -K_{\omega_k}(\omega - \omega_0) + P_{g_k}^0 \quad (\text{D.3})$$

$$Q_{g_k} = -K_{V_k}(V_k - V_{0_k}) + Q_{g_k}^0 \quad (\text{D.4})$$

Substituindo (D.3) em (D.1) e (D.4) em (D.2) tem-se:

$$\begin{aligned} \Delta P_k &= -K_{\omega_k}(\omega - \omega_0) + P_{g_k}^0 - P_{d_k} - P_k(V, \delta) \\ \Delta Q_k &= -K_{V_k}(V_k - V_{0_k}) + Q_{g_k}^0 - Q_{d_k} - Q_k(V, \delta) \end{aligned} \quad (\text{D.5})$$

Deve-se ressaltar que, para possibilitar a operação de microrredes em modo isolado, pelo menos uma das microfones deve realizar controle de tensão terminal. Dessa forma, pelo menos uma magnitude de tensão é conhecida no processo de solução do problema de fluxo de potência. Também deve-se lembrar que a solução do fluxo de potência exige a definição de uma barra de referência angular, ou seja, um dos

ângulos de tensão deve ser arbitrado (geralmente é feito igual a 0°).

Supondo que somente uma microfonte realize controle de tensão terminal, a solução do problema de fluxo de potência em questão requer o cálculo de $nb - 1$ ângulos de fase de tensão, $nb - 1$ magnitudes de tensão e da frequência de operação da rede em modo isolado. Portanto, torna-se necessário o cálculo de $2nb - 1$ variáveis.

As equações de balanço de potência ativa ΔP_k são formuladas para todas as barras do sistema, ao passo que as equações de balanço de potência reativa ΔQ_k são formuladas somente para as barras que não possuem microfones realizando controle de tensão conectadas à ela. Nesse caso, tem-se um conjunto de $2nb - 1$ equações e, portanto, é possível o cálculo das $2nb - 1$ variáveis apresentadas anteriormente.

A solução do problema de fluxo de potência modificado é obtida aplicando o método de Newton-Raphson ao sistema de equações (D.5), o que resulta no seguinte sistema de equações lineares:

$$-\begin{bmatrix} \frac{\partial \Delta \mathbf{P}}{\partial \delta} & \frac{\partial \Delta \mathbf{P}}{\partial \mathbf{V}} & \frac{\partial \Delta \mathbf{P}}{\partial \omega} \\ \frac{\partial \Delta \mathbf{Q}}{\partial \delta} & \frac{\partial \Delta \mathbf{Q}}{\partial \mathbf{V}} & \frac{\partial \Delta \mathbf{Q}}{\partial \omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \delta \\ \Delta \mathbf{V} \\ \Delta \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{P} \\ \Delta \mathbf{Q} \end{bmatrix} \quad (\text{D.6})$$

onde $\frac{\partial \Delta \mathbf{P}}{\partial \omega}$ é um vetor de dimensão $nb \times 1$ e cujos únicos elementos não nulos (de valor igual à característica de *droop* $P - F$ da fonte) localizam-se nas posições referentes às barras de geração e $\frac{\partial \Delta \mathbf{Q}}{\partial \omega}$ é um vetor nulo de dimensão $nb \times 1$.

As expressões de $\frac{\partial \Delta \mathbf{P}}{\partial \delta}$, $\frac{\partial \Delta \mathbf{P}}{\partial \mathbf{V}}$, $\frac{\partial \Delta \mathbf{Q}}{\partial \delta}$ e $\frac{\partial \Delta \mathbf{Q}}{\partial \mathbf{V}}$ em forma matricial podem ser obtidas em [204]. Há de se observar o detalhe de que a expressão de $\frac{\partial \Delta \mathbf{Q}}{\partial \mathbf{V}}$ apresentada em [204] deve ser acrescida do termo $-\mathbf{K}_V$ (matriz diagonal cujos elementos são não nulos somente nas posições referentes às barras de geração com controlador do Tipo 1). Esses elementos não nulos correspondem ao valor da característica de *droop* $Q - V$ de cada fonte.